

ホームネットワークにおける電力線通信方式の高速化に関する研究

著者	水谷 幹男
発行年	2014
学位授与年度	平成25年度
学位授与番号	17104甲情工第288号
URL	http://hdl.handle.net/10228/5267

ホームネットワークにおける電力線通信方式
の高速化に関する研究

水谷 幹男

概要

Power Line Communication (PLC) がホームネットワークで使用され始めてから日本では7年が経過した。この間、広帯域 PLC (100Mbps : Broad-band Power Line Communication (BPLC)) のパソコン間高速データ通信への応用から始まり、2014年からは電力会社の Home Energy Management System (HEMS) で狭帯域 PLC (100Kbps : Narrow-band Power Line Communication (NPLC)) がエコネット規格に基づいて応用されようとしている。ホームネットワーク上で利用するアプリケーションには、24Mbps を超えるスループットが必要な映像伝送や、必要なスループットはそれほど高くないが遅延が重要な VoIP のようなアプリケーションもあり、各々の特性に応じて、Transmission Control Protocol (TCP) や User Datagram Protocol (UDP) 上で動作する。よって、安定した TCP 通信や UDP 通信を PLC 上で実現することが必要である。また NPLC は、HEMS が宅内の隅々まで通信ができることを確保する責務を負っており、これも安定動作が期待されている。

しかし、PLC は宅内では、個別の家電機器が発生するノイズや、その入力インピーダンスの時間変動の影響を受けており、電力線配線やその上の通信端末およびノイズ源の位置・種類などに応じて、同じ宅内でも場所や時間によって伝送路性能、具体的には伝送レートやビット誤り発生率、が大きく変わる。そのような環境での安定的な性能の実現が課題となる。

そこで、本研究では、ホームネットワークにおける PLC 上の TCP 通信や UDP 通信の高速化・安定化への貢献を目指し、(i) 基本的伝送性能 (UDP スループット) の簡易な予測手法の開発と、そのデータに基づいたマルチホップの実現による速度向上の提案 (3章)、(ii) TCP スループットの詳細分析のためのシミュレータ開発および複数フロー競合時の安定性向上手法の開発 (4章)、(iii) BPLC と NPLC の同時利用環境における TCP 単体スループットの向上のための非対称全2重手法の開発 (5章)、を実施した。これらの手法を用いることにより、ホームネットワークにおいて、24Mbps の映像伝送等の高速通信を必要とするアプリケーションを確実に実現する PLC の制御方式を明らかにする。

この論文の具体的構成は以下の通りである。第1章で、ホームネットワークおよび PLC を簡単に説明した後、第2章で、PLC の物理変調機構を説明しその特徴を記述する。PLC の変調方法は、2013年に、IEEE および ITU-T で標準化案が採択された。BPLC は主に高速データ通信で使用され、NPLC は HEMS 等の制御用として使用されるが、物理変調方式は同じ Orthogonal Frequency-Division Multiplexing (OFDM) 変調を使用しており、対雑音特性についても、同様の特性を有している。但し、Media Access Control (MAC) 層以下での再送メカニズムをもった BPLC と、マルチホッピングの網制御を有した NPLC というように、各々特徴があり、上位層での制御に配慮が必要であることを記述する。

第3章では、PLCの宅内におけるUDPスループットの実態を調査し、配線による周波数特性の変化、家電機器の影響でどのような雑音が存在するのかを分析する。特に、高周波帯を使用するBPLCは雑音よりも、配線分岐による減衰の影響を受けやすいことを明らかにした。さらに、配線分岐が原因となるBPLCのUDPレート低下を予測するBranch Model Attenuation Estimate (BMAE) 方式を開発し、宅内全体の全ての速度分布を予測した。それを用いて中継ノードによるUDPレート向上が可能なことを実証して、BPLCにおけるマルチホップ中継ノードの必要性を報告する。

第4章では、BPLCでのTCPが安定に動作する方式を提案している。宅内で変動の少ない24Mbpsのハイビジョン映像を確実に確保するには、TCPの輻輳制御メカニズムを理解し、BPLC内部での仕組みが必要になってくる。この章では、BPLCモデルに、TCPデータ送信側PLCモデムでのTCP-ACKに関するクロスレイヤー制御を導入し、複数TCPフロー共存時のスループットの不安定性の問題を改善する方式を提案する。BPLCのパケットレベルの動作を模擬できるシミュレータをNS2シミュレータ上に開発し、それを用いて提案方式がTCPスループットの安定化を実現することを示した。

第5章では、BPLCを単独で使った場合のTCPスループットには限界があるので、NPLCも同時に利用する非対称全2重方式PLCモデムによりさらに高速化する方式を提案し、前章のNS2シミュレータをNPLCのシミュレーションも行えるように拡張した上で、それを用いて提案方式の有効性を確認した。BPLCとNPLCは同じ電力線を使用するが、使用周波数帯域が異なり、同時に全2重モデムとして使用することが可能である。但し、BPLCとNPLCはその伝送レートが1000倍近い開きがある極端な非対称全2重を形成することになるので、単純にTCP-ACKパケットをNPLCにオフロードしただけでは、BPLC単独使用より遅くなってしまう。BPLC環境で有効にNPLCも利用するため、TCPデータ受信側PLCモデムでのTCP-ACKに関するクロスレイヤー制御を導入し、単一TCPフローのスループットを向上させた。ただしTCPの輻輳ウインドウ拡大時の課題があり、NPLCにTCP-ACKをオフロードするタイミングの配慮が必要になる。これらの仕組みの導入によりTCPがUDP並みのスループットを実現することができることを示した。

最後に、第6章で、本研究を総括した後、PLCの今後の展開にあたり、現状の課題と、その解決の展望を記述し、PLCの普及への寄与を目指す。

目次

第1章. 序論	13
1.1 ホームネットワークにおけるP L Cの応用.....	13
1.2 P L Cの歴史.....	14
第2章 P L Cの物理層	16
2.1 O F D M変調とF E C.....	16
2.1.1 変調方式.....	16
2.1.2 P A Rの違い.....	18
2.1.3 群遅延対策.....	19
2.1.4 プリアンブル.....	22
2.2 広帯域P L C (B P L C).....	23
2.2.1 B P L CのP H Y層.....	23
2.2.2 B P L Cの上位層.....	25
2.3 狭帯域P L C (N P L C).....	26
2.3.1 N P L CのP H Y層.....	26
2.3.2 N P L Cの上位層.....	28
第3章 P L Cの雑音環境での性能予測	30
3.1 宅内配線のU D P レートの劣化要因.....	30
3.2 宅内配線の周波数特性と減衰.....	30
3.2.1 4端子回路シミュレーション.....	30
3.2.2 配線の電気製品の負荷による周波数特性への影響.....	31
3.3 家電機器に起因するU D P レート低下.....	34
3.3.1 1 0 k H z 以下の雑音.....	34
3.3.2 1 0 k H z 以上の雑音.....	35
3.3.3 インピーダンス変動による雑音.....	37
3.3.4 雑音源にたいする、具体的対策.....	39
3.4 B M A E方式による、B P L Cの速度予測.....	40
3.4.1 実環境配線でのB P L CモデムU D P レート測定.....	40
3.4.1.1 P L Cハウス.....	40
3.4.1.2 P L Cハウスのレイアウトと家電設置状況.....	40
3.4.1.3 コンセント間の減衰とU D P レートの測定.....	41
3.4.2 減衰量推定シミュレーション.....	43

3.4.2.1	従来の方法.....	43
3.4.2.2	分岐モデル減衰量推定.....	43
3.4.2.3	PLCハウスのBMAEによる表現.....	46
3.4.3	PLCハウスのシミュレーション結果.....	47
3.4.3.1	PLCハウスの減衰量分布推定.....	47
3.4.3.2	PLCハウスのビット速度分布推定.....	48
3.4.4	中継モデムの有効性検証.....	48
3.4.4.1	中継モデムによる速度アップ基準.....	49
3.4.4.2	中継モデムによる速度アップ.....	49
3.4.4.3	中継に適したコンセント配置.....	50
3.5	第3章の結論.....	51
第4章	広帯域PLC上のネットワーク連携形TCP高速化	52
4.1	はじめに.....	52
4.2	広帯域PLCの階層構造.....	53
4.3	広帯域PLC物理層/MAC層内でのエラー回復システム.....	54
4.3.1	広帯域PLCのPDUとSDU.....	54
4.3.2	広帯域PLCのエラー回復メカニズム.....	55
4.4	広帯域PLCシミュレータの開発と検証.....	56
4.4.1	エラーレートパターンの測定.....	57
4.4.2	実モデム実験とシミュレーションとの比較.....	58
4.5	並列フロー制御.....	60
4.5.1	TCP/TCPフローとTCP/VoIPフローの共存問題.....	60
4.5.2	PLCネットワークに適したTCPレート制御手法.....	63
4.6	提案した手法の性能評価.....	66
4.7	第4章の結論.....	68
第5章	非対称全2重方式PLCによるTCP高速化	69
5.1	はじめに.....	69
5.2	非対称全2重方式とハーフシンボルNPLC.....	70
5.3	TCPスループットのネットワークシミュレーション.....	71
5.3.1	PLC通信のエラー/ノイズ特性.....	71
5.3.2	シミュレーション環境.....	73
5.4	提案手法と基本特性評価.....	75
5.4.1	提案手法.....	75
5.4.2	各方式の基本特性評価.....	75

5.4.2.1	B方式のスループット.....	76
5.4.2.2	BN方式のスループット.....	77
5.4.2.3	BN+AF方式のスループット.....	78
5.4.2.4	BN+AF+HS方式のスループット.....	80
5.5	適切なNPLC切替タイミングについて.....	83
5.6	様々な環境下における提案手法の性能評価.....	87
5.6.1	良好な環境での方式比較.....	89
5.6.2	普通な環境での方式比較.....	91
5.6.3	劣悪な環境での方式比較.....	93
5.7	第5章のまとめ.....	96
第6章 PLC応用の今後の課題		98
謝辞		100
参考文献		101

表目次

2.1	PSKとOFDMの実装の特徴.....	23
2.2	HD-PLCの物理層緒元 (IEEE 1901).....	25
2.3	G3PLCの物理層仕様 (ITU-T G. 9903).....	27
3.1	13対のコンセント間の減衰値とビット速度.....	42
4.1	雑音環境の20の組み合わせ.....	58
5.1	ハーフシンボルNPLCの物理層仕様.....	71
5.2	BPLCのPDU伝送レート.....	73
5.3	BPLCのPLC-SDU誤り率.....	73
5.4	シュミレーションパラメータ.....	74
5.5	TCPスループット (通信開始後6秒切替時).....	88
5.6	自動切替による切替決定時刻.....	88
5.7	TCPスループット (自動切り替え決定時).....	89

図目次

2.1.a	4相P S Kの時間波形とスペクトラム.....	18
2.1.b	64キャリア4相O F D M時間波形とスペクトラム.....	18
2.2.a	4 k H z L P Fの振幅特性.....	19
2.2.b	4 k H z L P Fのインパルス応答.....	20
2.2.c	4 k H z L P Fの群遅延特性.....	20
2.3.a	4相P S Kの星座 回線（フラット）.....	21
2.3.b	4相P S Kの星座 回線（L P F）.....	21
2.3.c	64キャリア4相O F D Mの星座 回線（フラット）.....	22
2.3.d	64キャリア4相O F D Mの星座 回線（L P F）.....	22
2.4.a	A D変換入力例.....	23
2.4.b	プリアンブル検出器出力.....	23
2.5.a	4相P S Kのプリアンブルとデータ.....	23
2.5.b	64キャリア4相O F D Mのプリアンブルとデータ.....	23
2.6	ウェブレットO F D Mのスペクトラムマスク.....	24
2.7.a	H D－P L CのP H Y層.....	25
2.7.b	H D－P L Cの階層構造.....	26
2.7.c	H D－P L Cのプロトコルスタック.....	26
2.8	G 3－P L CのP D U構成図.....	28
2.9	G 3 P L CのP H Y層のブロック図.....	28
2.10	G 3 P L Cの階層構造.....	29
3.1.a	電力線の4端子定数.....	31
3.1.b	4端子回路による周波数特性.....	31
3.2	埼玉エンジニアリングの集合住宅疑似配線図.....	32
3.3	A 0－A 5階間の伝達特性（実測値）.....	32
3.4	ユニットの回路定数.....	32
3.5	L E Dランプのインピーダンス.....	33
3.6	A 0－A 5間伝達特性（シミュレーション）.....	33
3.7	L E D容量変化による伝達特性の変化.....	34
3.8.a	電源周波数ノイズ（時間波形）.....	35
3.8.b	電源周波数ノイズ（スペクトラム）.....	35
3.9	フィルター後の信号（時間波形）.....	35
3.10	フィルター後の信号（スペクトラム）.....	35

3.11	雑音端子電圧規制.....	36
3.12. a	電気こたつ.....	36
3.12. b	電気炊飯器.....	36
3.12. c	I Hヒーター.....	37
3.12. d	電球型蛍光灯.....	37
3.12. e	電子レンジ.....	37
3.13. a	電力線の雑音の長期変動.....	38
3.13. b	電源周期で変動する信号振幅.....	38
3.14	16.7m 秒周期のパケットエラー率.....	39
3.15. a	P L C と雑音源機器の距離.....	39
3.15. b	ノイズフィルターの具体的接続.....	40
3.16	P L C ハウスのレイアウトと家電配置.....	41
3.17	1 3 対の減衰値 v s ビット速度.....	42
3.18	d B v s M b p s 関係式近似.....	42
3.19	BMA E の単純な例の時間推移.....	44
3.20	複合分岐の例.....	45
3.21	複合分岐の接続行列と、N C、T C の初期値.....	45
3.22	複合分岐での N C, T C の時間推移.....	45
3.23	P L C ハウスの全接続図.....	46
3.24	P L C ハウスの減衰量分布 BMA E 推定.....	47
3.25	実測値と BMA E 推定値の相関.....	48
3.26	ビット速度分布推定.....	48
3.27	基準 1 中継の速度アップ.....	50
3.28	基準 2 中継の速度アップ.....	50
3.29	コンセント 2 5 6 を追加した時の速度アップ.....	50
4.1	HD—P L C 機能層.....	53
4.2	P L C の接続システムと内部キュー.....	54
4.3	PDU、SDU、PLC-ACK.....	55
4.4	再送 S D U.....	55
4.5	電球型蛍光灯のエラーレート変化 : att. = 45dB.....	57
4.6	リアル環境でのデータ収集システム.....	57
4.7	シミュレーションシステム.....	58
4.8	実モデム, 良好な環境: (a) w n d , (b) T C P スループット.....	59
4.9	シミュレーション, 良好な環境: (a) W n d , (b) T C P スループット.....	59
4.10	実モデム, ノイズ環境, (a) W n d , (b) T C P スループット.....	60

4.11	シミュレーション, 良好な環境: (a) Wnd, (b) TCPスループット..	60
4.12	ノイズ環境での2つのRTTが異なるTCPフロー.....	61
4.13	既存手法による2TCPフロー (a) Wnd.....	62
4.14	既存手法による2TCPフロー (b) TCPスループット.....	62
4.15	既存手法による2TCPフロー (c) モデム送信キュー長.....	62
4.16	ノイズ環境でのTCP/VoIPの3フロー.....	63
4.17	TCP/VoIP/VoIPの既存手法でのVoIPパケット遅延.....	63
4.18	RTTの評価.....	65
4.19	キュー長とRTT推定値.....	65
4.20	TCP/TCPフロー (a) Wnd.....	67
4.21	TCP/TCPフロー (b) スループット.....	67
4.22	TCP/TCPフロー (c) 提案した手法での送信キュー長.....	67
4.23	TCP/VoIP/VoIP フロー, 提案した手法でのVoIP end to endの遅れ.....	68
5.1	BPLCとNPLCの周波数帯域.....	70
5.2	ハーフシンボルNPLCのPDU構成図.....	71
5.3	電球型蛍光灯 (タイプ1) 雑音時のパケットエラー率.....	72
5.4	ハロゲンランプ (タイプ2) 雑音時のパケットエラー率.....	72
5.5	シミュレーショントポロジ.....	74
5.6.a	B方式のPDU信号時間長.....	76
5.6.b	B方式での最大パケット転送状態図.....	77
5.7.a	BN方式の1PDU送信時間長.....	78
5.7.b	BN方式での最大パケット転送状態図(ACKオフロード時)	78
5.7.c	BN+AF方式での最大パケット転送状態図(ACKオフロード時)	80
5.8.a	BN+AF+HS方式のPDU信号時間長.....	80
5.8.b	BN+AF+HS方式での最大パケット転送状態図 (ACK オフロード時)... ..	81
5.9	良好な環境でのTCPスループット (150秒) (切替6秒).....	82
5.10	良好な環境でのCWND (150秒) (切替6秒).....	82
5.11	良好な環境でのRTT (150秒) (切替6秒).....	82
5.12	良好な環境でのBPLC1送信キューサイズ (150秒) (切替6秒).....	83
5.13	良好な環境でのBPLC2送信キューサイズ (150秒) (切替6秒).....	83
5.14	A, B, Dの位置.....	85
5.15	良好な環境 TCPスループット (150秒) (自動切替).....	90
5.16	良好な環境 CWND (150秒) (自動切替).....	90
5.17	良好な環境 RTT (150秒) (自動切替).....	90
5.18	良好な環境 BPLC1送信キュー長 (150秒) (自動切替).....	91

5.19	良好な環境	B P L C 2 送信キュー長 (1 5 0 秒) (自動切替).....	91
5.20	普通な環境	T C P スループット (1 5 0 秒) (自動切替).....	92
5.21	普通な環境	C W N D (1 5 0 秒) (自動切替).....	92
5.22	普通な環境での	R T T (1 5 0 秒) (自動切替).....	93
5.23	普通な環境	B P L C 1 送信キュー長 (1 5 0 秒) (自動切替).....	93
5.24	劣悪な環境	T C P スループット (1 5 0 秒) (自動切替).....	94
5.25	劣悪な環境	C W N D (1 5 0 秒) (自動切替).....	95
5.26	劣悪な環境	R T T (1 5 0 秒) (自動切替).....	95
5.27	劣悪な環境	B P L C 1 送信キュー長 (1 5 0 秒) (自動切替).....	95
5.28	E V—充電器—スマートグリッドでの	D u a l—P H Y—P L C 97	
5.29	D u a l—P H Y—P L C の内部構成.....		97

写真目次

3.1	埼広エンジニアリングの集合住宅疑似配線.....	32
3.2	P L Cハウス.....	40
4.1	HD—P L Cモデム.....	53

第1章 序論

1.1 ホームネットワークにおけるPLCの応用

ホームネットワークでは、現在数々の通信媒体で通信が行っている。最近では無線LANがもっともポピュラーな方法となっており、携帯端末、PC、ルーター間で使用されている。無線LANやBlue Tooth (BT) またはZigBeeなどの無線系媒体は電波の不安定と金属系障害物により、システムの速度変動を覚悟して使用する必要がある。片やイーサネットの有線配線は、家屋建設時に配線されていなければ、コストがかかるだけではなく、配線が無理な場合もあり得る。その点、電力線通信 (Power Line Communication :PLC) は、宅内の殆ど全ての場所に届いている電力線を活用する技術であり、追加配線を必要としないので[1][2]、ホームネットワークの基盤として役立つ大きな可能性が期待されている。

最大190Mbpsまでの能力がある高速PLC機器は、日本では電波法に規制があり2006年までは、使用できなかった。2006年からは市場で利用可能となり、合わせて2010年には、広帯域PLC (Broad-band PLC:BPLC) [3][4]が国際標準として確立した。また2011年には、狭帯域PLC (Narrow-band PLC:NPLC) が国際標準となつて[10]、実際の装置に搭載される準備がととのつた。BPLCは日本では、宅内でしか使用が認められていないが、NPLCはその規制もなく、電力線配電網でも使用することも認められている。

その特性が認められ、2014年4月からは東京電力が、Echonet規格に基づく、NPLC内蔵のスマートメータを数千万台の規模で稼働し始める。NPLCは、今後も電力系低速度通信インフラとして使用されると予想される。

この間、BPLCは主にはPCのデータ通信用であり、ルーターPC間配線に応用されてきた。しかし、BPLCの高速伝送は、ルーターPC間だけではなく、ルーターとTV間の映像伝送にも適用されている。特にハイビジョン映像の下りは平均レートが24Mbpsを要望されており、BPLCはそれが可能な通信手段である。

PLCのもう一つの可能性は、電気自動車 (EV) の充電時に、EVと宅内のサーバー間を、直接つなぐ高速データ伝送を行うことである。日本では、200Vの充電コンセントが屋外であるかどうかの判断が不明確で、それらの疑念を一掃する規制緩和が必要であるが、いずれ解決すると期待される。同様に屋外のソーラーパネルや、屋外設置カメラなど、無線で行うには、セキュリティ上適用が困難な機器にも、PLCは適用されると予想される。

この論文では、PLCの対象をあくまでも、ホームでの応用に焦点をあてているが、オフィスでの応用については、課題が多いというのが実態である。オフィスの配線はかなり複雑で、同一フロアの近くのコンセントであっても、床系/壁系/天井系は各々配線系統が異なり、地下にまで行かないと接続されないケースが多い。唯一PLCが宅外で適用

可能だと予想されるのは、集合住宅／ビルの縦走配線である。そこでは接続図も明確で、雑音／減衰特性も良好であり、無線が届きづらいフロア間のゲートウェイとして活用されるであろう。

また PLC は船舶、航空機、電車、自動車などへの応用も各社で検討されている[5]。船舶は設計時に配線されていない場合、追加配線が困難であるのと、フロア間は金属で囲われていて、無線が使用しづらい。高速な通信路を追加配線なしで確保可能な BPLC は、最適である。航空機においても、配線を減らし効果は大きく、高速な映像放送が可能な BPLC のメリットは大きい。同じく 2000 年代、米国での PLC 適用で一番台数を稼いだのは、自動車のトレーラーの運転室と荷台の間を PLC で接続する応用であった。何れも、一般の電力線とは異なる有線接続の機器で応用されている。

1. 2 PLC の歴史

電力線で搬送されるモデムとしての、PLC は歴史が長い。1980 年代から、各電力会社は、中圧 6600V 網での、PLC モデムを個別に開発していた。帯域は 10kHz 以下で、1200bps 程度の速度を持った FSK 変調の PLC モデムである。

1990 年代に入り、宅内の 200V 配線での PLC モデムが開発されて、PSK 変調のモデムを、今でいう Automatic Meter Reading (AMR) の手段として、電力会社の管轄内で運用されてきた。しかし、メーターから内側の宅内での応用は、日本の場合、100V 2 本に系統が分離される問題と、家電機器のノイズに打ち勝つ性能でなかなか実現できない状態が続き、応用までは進展しない時期が続いた。例えば、1997 年に、日本の家電 6 社でスタートした、EchoNet コンソーシアムは、PLC モデムの標準案を作成すべく、スタートした。その仕様は、スペクトラム拡散方式のモデムであったが、100V—L1—L2 の異相間では通信が困難であり、EchoNet PLC モデムの普及までには至らなかった。

2000 年代からは、2MHz—30MHz 帯での BPLC の開発が、ほぼ OFDM で進み、L1、L2 間の異相間接続には問題は少なくなり、パケット長が短くなった影響もあって、対雑音性能が向上したため宅内での BPLC の応用が始まった。ただ、日本では、BPLC の使う短波帯は、電力線では出力は認められておらず、民間各社は、規制緩和推進団体としての、高速電力線通信協議会 (PLC-J) を発足させて、規制緩和を推進し、2006 年 11 月に、経産省官報公示の方法で、BPLC の使用が認められた。

そのころ、OFDM の方式は米国インテロン社のホームプラグ方式や、欧州の DS2 社の方式、さらにパナソニックの HD—PLC 方式が林立し、普及の為には、国際標準の成立が急務という認識が進み、2006 年より、IEEE—P1901 委員会の設立とともに、国際標準化が加速した。2011 年には、IEEE—1901 に一本化された。同時に ITU—T でも、G.9972 が成立した[4]。

おなじ 2006 年当時には、450kHz 以下の NPLC も OFDM 方式で試作され始め、

G3PLCやPRIMEなどの各コンソーシアムの方式を母体としてIEEEとITU-Tで標準化が開始され、2012年にITU-T G.9903[10]として採択された。このように、ホームネットワークでのPLC応用は、国際標準でないと知財権問題も含め、各社共通の土台が必要である。しかし、電力会社の配電網とメーター間のモデムは、独自方式であっても、何ら支障はなく、AMR等で使用されているPLCモデムは、各社まちまちであるのが現状である。本論文は、国際標準となったモデムを使用した、データに基づき研究を行っている。

そこで、本研究では、ホームネットワークにおけるPLC上のTCP通信やUDP通信の高速化・安定化への貢献を目指し、ホームネットワークでの24Mbpsの安定したTCP画像伝送を確実にする方法として以下の3点に注力した。

(i) 基本的伝送性能(UDPスループット)の簡易な予測手法の開発とそれを用いて得られる結果からのマルチホップ中継ノードによる速度向上の提案(3章)。

(ii) TCPスループットの詳細分析のためのシミュレータ開発および複数フロー競合時の安定性向上手法の開発(4章)。

(iii) BPLCとNPLCの同時利用環境におけるTCP単体スループットの向上のための非対称全2重手法の開発(5章)、を実施した。

本論文に先行した研究に関し、第2章第3章に関連したBPLCの基本性能を評価した論文は多い[8][12][42]が、PLC上で動作するTCP性能にフォーカスした論文は、本論文が最初である。とくに、配線系統図からUDPレートを予測する手法の提案は初めてである。第4章に関連したAWNDをTCPフロー制御で使用する研究もある[28][29]が、WCDMAなどの他の通信媒体での研究であるのと、本論文はその実現手段がPLCモデム内部で解決する提案であり、よりPLCに特化した内容を提案している。

なお、第5章に関連して先行する研究には、「Cooperative Transmission Scheme Between PLC and WLAN to Improve TCP Performance」[41]がある。この研究では、WLANとBPLCを並列に使用することにより、高速のTCPを実現する研究であり、TCP-ACKをWLANにオフロードして、高速化を図る手段を提案している。このPLCとWLANの組み合わせは、両者はほぼ同程度の通信速度を有した中で、接続環境が極端に異なった場合の制御方法を記述しており、参考になった。

しかし、本論文の第5章のBPLCとNPLCの全2重使用の場合では、同じ通信媒体を使用していることにより、TCP-DATAとTCP-ACKのパケットロス率は、それほど差異がない。その代わり通信速度が極端に異なる通信環境で速度向上が可能かという課題にとりくんでおり、実際の1チップPLCの現実的な解を想定した提案をしているのが特徴である。

第2章 PLCの物理層

2.1 OFDM変調とFEC

電力線通信は、有線通信の1種であり、変調方式は変遷してきた歴史がある。時代順に列挙すれば、周波数変調 (Frequency Shift Keying, FSK)、位相変調 (Phase Shift Keying, PSK)、直交振幅変調 (Quadrature Amplitude Modulation, QAM)、スペクトラム拡散変調 (Spread Spectrum, SS)、直交周波数多重変調 (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing, OFDM) という順序で開発された。帯域使用効率の観点からは、OFDM、QAM、PSKがほぼ同列で最も効率が良く、シャノン第1定理の限界に近い。SSが帯域使用効率の面では、効率は悪いが、ビット誤りにいたるまでの雑音には強い。ただしどの方式がビット誤りにどれだけ強いのかは、変調後の符号化方式との組み合わせて論じる必要がある。

2000年以降、IEEEおよびITU-Tで標準化されたPLC変調方式は、すべてOFDMであるので、この節は、PSKとの比較でOFDMの変調方式を説明する。仮想的に2つの方式のモデムをMATLAB (MathWorks社の設計ツール) 上で構成した。4相PSKと64キャリア4相OFDMを比較して説明する。比較の為に、使用帯域を合わせ、2kHzから6kHzを使用するモデムを想定する。変調の基本単位時間はシンボル長である。

2.1.1 変調方式

(a) 4相PSK (2k—6kHz)

キャリア周波数は、使用帯域の中心である4kHzとなる。PSKは毎シンボル、ベースバンド信号が4相複素数 (+1, +i, -1, -i) 信号を運ぶ。帯域幅は4kHzでありキャリアを中心に-2kHzから+2kHzに広がるスペクトラムとなるので、シンボル長 (帯域幅の逆数) は250 μ 秒である。この250 μ 秒あたり、2ビット (4相) を送信するので、8kbpsのPHYレートを有する。ここで、PHYレートという名称は、データ送信中の瞬間的なデータ転送レートという意味で使われる

(b) 64キャリア4相OFDM (2k—6kHz)

64本のキャリアの各々1本は、4相複素数を運び4相PSKと変わらない。2kHzから6kHzの間に64本並び、各キャリア間隔は62.5Hzである。OFDMはこの64本を逆フーリエ変換で一気に変調するが、キャリア間隔が逆フーリエ変換の周波数ピッチにする必要がある。逆フーリエ変換の次数は任意で、通常2のべき乗を採用して、256とする。逆フーリエ変換対象周波数幅は、キャリア間隔の-128倍から+128倍に広がるので、この場合-8kHzから+8kHzとなる。これはパスバンドのサンプリング周波数が16kHzである必要がある。シンボル長は256個の16kHzサンプル=16m秒。この1シンボルに2ビット*64本=128ビット転送することができて。

128/16m 秒=8kbps の P H Y レートなので、結論としては、同じ帯域幅で同じ星座配置（4 相）を使用すれば、O F D M も P S K も同じ P H Y レートになる。

O F D M の優位性は、64 本のキャリアのどれを使用するか任意性にある。ノイズが大きかったり、回線の減衰がおおきかったりして、S N が少なくなると、誤りが多くなるが、O F D M の場合をそのキャリアを使用しないという選択が可能で、P H Y レートを落とせば確実な通信が可能だ。このキャリア選択機能を **Tone Mapping** と呼んでいて、P L C 通信では必須の機能である。P S K の場合は、局所的な S N の劣化は全体に影響するので、その対策が出来ない。

（a）（b）の時間波形と、そのスペクトラムを表示する、どちらも 1 秒間の時間波形とそれをフーリエ変換した周波数分布である。

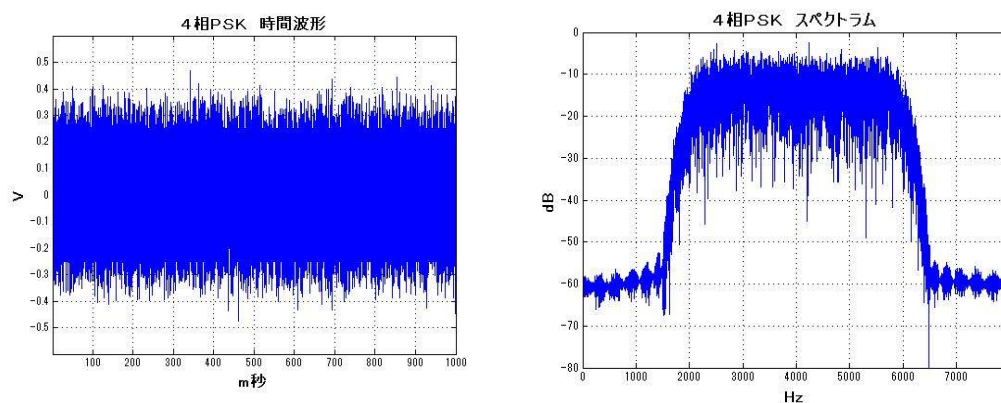


図 2. 1. a 4 相 P S K の時間波形とスペクトラム

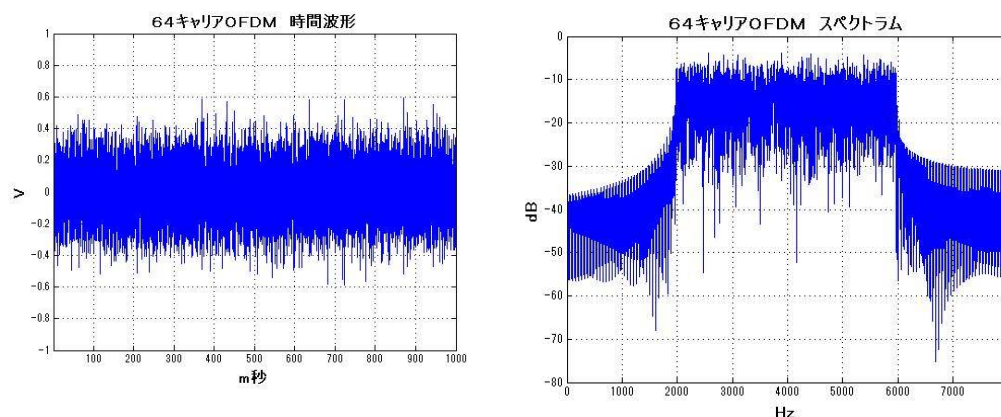


図 2. 1. b 64 キャリア 4 相 O F D M 時間波形とスペクトラム

2. 1. 2 P A R の違い

O F D M にも、弱点がある。1 つはピーク振幅が平均振幅に比べ極めて大きい。4 相 P S K の場合平均振幅とピーク振幅の比である Peak Average Ratio : P A R は 1.4(3dB) であるが、64 キャリア 4 相 O F D M は P A R が 89.6(39dB) まで上昇するので、A D 変換器の入力をかなり絞らないと、A D 変換器レンジオーバーになる。通常 12dB 以上は、確保するの

は難しく、レンジオーバーは覚悟してシステム設計するため、ときどきビット誤りが発生する。そのために、前方向誤り訂正（Forward Error Correction：FEC）を必ず搭載する必要がある。

採用されているFECは大別して、ブロック符号と畳みこみ符号の2種類がある、OFDMであれ、PSKであれ、受信した星座はアナログ情報なので、SNを向上させるには、送信側で畳みこみ符号を用い、受信側でビタービアルゴリズムを用いてSN劣化に対応する。それと同時にデジタル情報に対しては、ブロック符号を用いる。ブロック符号の代表的な方式は、リードソロモン方式とターボ符号があるが、PLCではリードソロモン方式が主に採用されている。これはターボ符号が特許の壁が厚く標準化するには、賛成票が得られづらいからである。なお、符号としては、完全符号である Golay 符号はまだ採用されていない。OFDMでは、畳みこみ符号とリードソロモン符号を同時に使うのが、一般的である。

2. 1. 3 群遅延対策

PSKもOFDMも、広い周波数帯域の信号を同時に処理するが、周波数特性が変化することに対し対策が異なる。有線通信は、無線通信とは違い、フェージングのような急激な周波数特性の変化に対応する必要性がなく、周波数特性の変化に対応する方式も、時間方向には定常的な対応ですむ。しかし回線の特性によっては、群遅延特性がシンボル長を超えることがあり、その対策が必要である。例えば、信号帯域に 2kHz から 6kHz を使用したと仮定し、図 2. 2 のような楕円型低域通過フィルター特性が回線上に存在したとする。

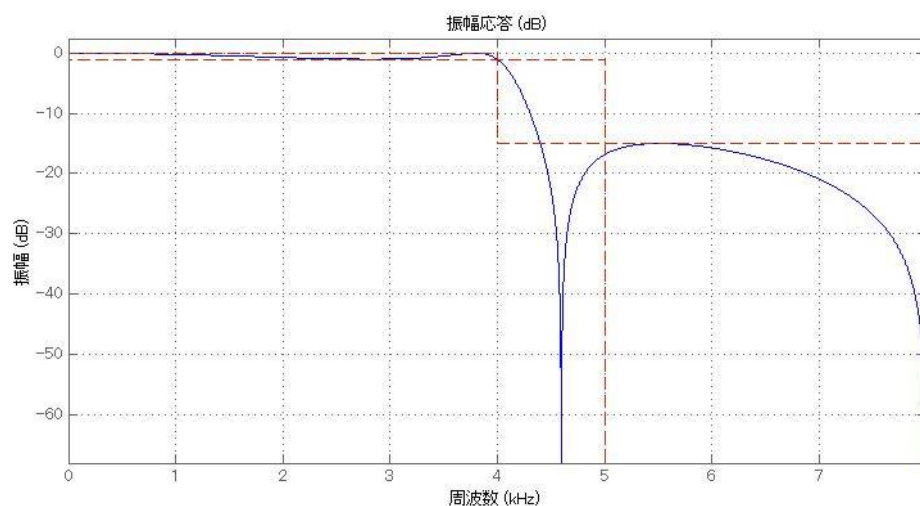


図 2. 2. a 4kHz-LPF の振幅特性

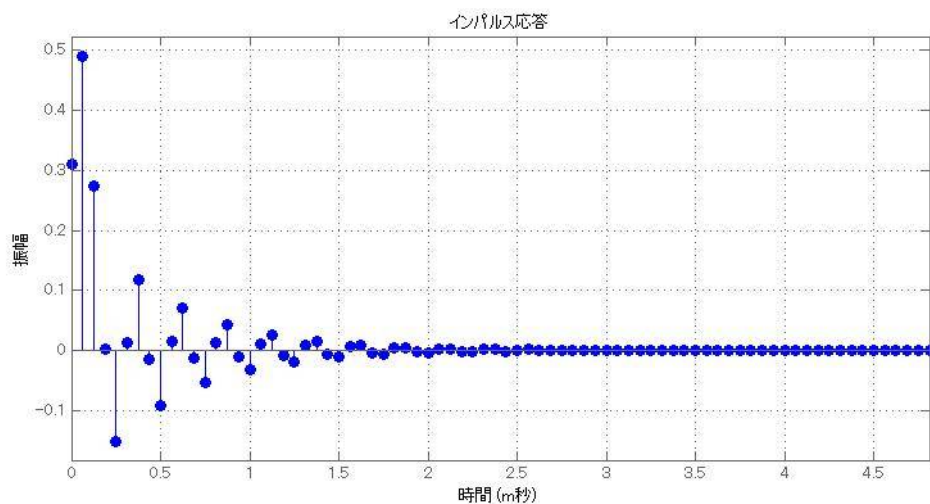


図 2. 2. b 4kHz-LPF のインパルス応答

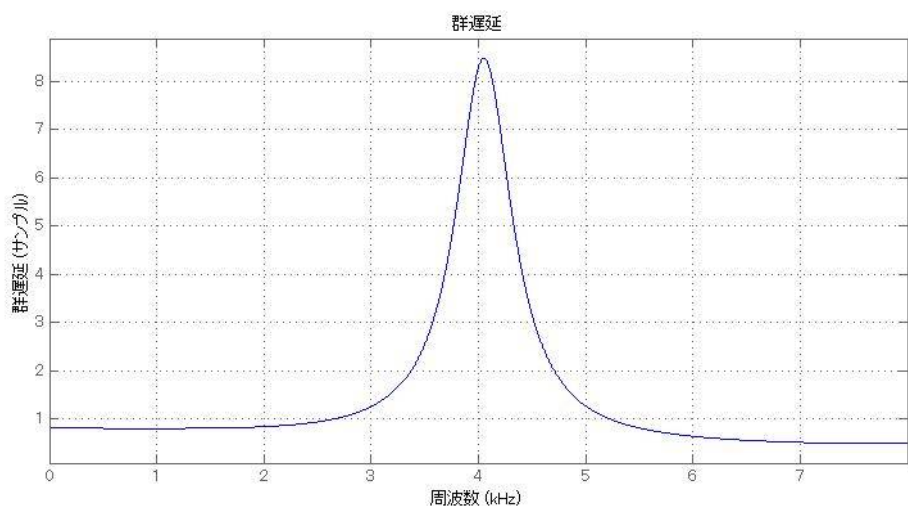


図 2. 2. c 4kHz-LPF の群遅延特性

この 4kHz 楕円型 L P F の場合、4.6kHz の振幅は大きく減衰すると同時に、4kHz の群遅延は 8 サンプル 500μ 秒（1 サンプル長 = 62.5μ 秒 = $1/16\text{kHz}$ ）を超える。2k-6kHz の帯域全体の遅延を考えると、インパルス応答は 2m 秒まで伸びている（図 2. 2. b）。この群遅延の影響を解決する方法は、P S K と O F D M では、対策が異なる。

（a）P S K の群遅延対策

P S K では、キャリアは 1 つしかなく、その全帯域の遅延が 2m 秒（8 シンボル）なので、シンボル長を超えてしまう。前後 8 シンボル程度の影響をキャンセルする為に、インパルス応答（図 2—1—b）の逆フィルタを形成する適応型等化器を用いて、その影響をキャンセルする。適応型等化器がそのタップ係数を学習するためには、あらかじめ決められた等化器調整パターンの送出が必要である。

(b) OFDMの群遅延対策

OFDMでは、1 キャリア毎の帯域幅は狭く、最大の 4kHz 近傍のキャリアでも 500μ 秒 (8 サンプル) 群遅延で済む。1 シンボル 16m 秒の OFDM では、シンボル長を超えるわけではないので、シンボルを超えた時間軸での適応型等化器は必要では無い。しかし、シンボルの先頭では、前のシンボルの波形が遅れて侵入し、シンボルの最後尾は、次のシンボルに影響を与える。この前後のシンボルからの群遅延の影響を取り除くのが **Cyclic Prefix (CP)** である。言わば非干渉時間帯を設定して、前後の群遅延をそこで吸収する働きがある。この例だと、1 シンボル 256 サンプルの時間波形の最後の 30 サンプルをシンボルの先頭に付加すれば、1 シンボルを 286 サンプルの長さに拡大しておいて、前のシンボルの群遅延をその CP 内で終わらせることができる。基本的に受信側はその CP をフーリエ変換の対象からはずすので、前シンボルの群遅延の影響は受けない。30 サンプルの CP は、30 サンプルの群遅延の影響を無視できる。ただし、この CP が有効なのは、フーリエ変換型の OFDM 方式であり、後述するウェブレット型の OFDM では、CP は使用しない。

ここで、回線がフラットな場合と、図 2. 2 の LPF が挿入された場合の受信側星座の見え方を比較する。図 2. 3. a / b は PSK の場合、図 2. 3. c / d は OFDM の場合を表示する。

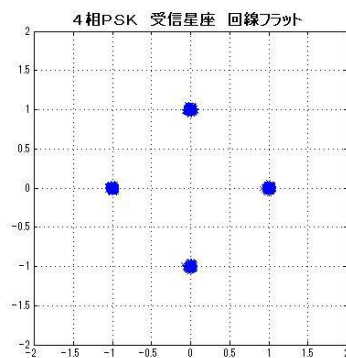


図 2. 3. a 4 相 PSK の星座 回線 (フラット)

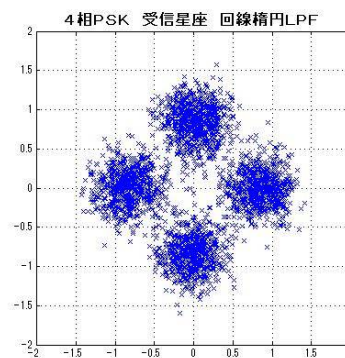


図 2. 3. b 4 相 PSK の星座 回線 (LPF)

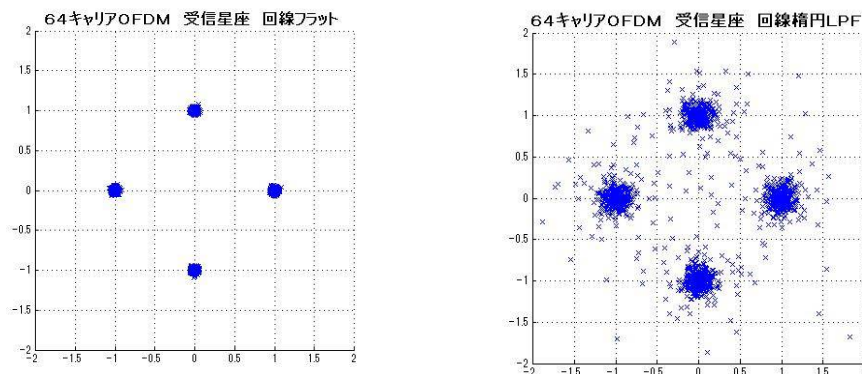


図 2. 3. c 64 キャリア 4 相 OFDM の星座 回線 (フラット)

図 2. 3. d 64 キャリア 4 相 OFDM の星座 回線 (LPF)

OFDM はこのとき、基本シンボル長 256 サンプルに対し 30 シンボル付加している。30 シンボルの CP は、8 サンプルの遅延からはほとんど影響を受けていない、減衰が大きい 2 本のキャリアの SN が劣化しているだけで、大多数のキャリアは回線損失の影響を免れている。4 相 PSK の適応型等化器は、このような帯域内の深い減衰には弱い。このような LPF 特性は OFDM に有利な回線であると言える。

2. 1. 4 プリアンブル

受信側が、ノイズから信号を識別するのは、重要な課題である。シャノン限界に近い変調方式は、平坦な周波数分布を持っており、白色雑音に近い。単にエネルギーの周波数分布からでは、信号であることは識別できない。あらかじめ決められたパターンの送信シンボルを送る。これがプリアンブル (Preamble) である。

(a) PSK のプリアンブル

PSK のプリアンブルは、通常 128 シンボル程度の規則パターンと、512 シンボル程度の疑似乱数発生器を使った等化器調整パターンで構成される。4 相 PSK (2k—6kHz) に適用すると、プリアンブル長は 640 シンボル=160m 秒になる。

(b) OFDM のプリアンブル

OFDM のプリアンブルは、1 シンボルが 256 サンプルで特定の 64 個の星座規則配置を IFFT した時系列のシンボルを使う。このプリアンブル時は、前述の CP は用いない、前後のシンボルが全く同一だからだ。受信機側では、確実に雑音と識別するために、8 個程度連続してこのプリアンブルを送出する。64 キャリア 4 相 OFDM (2k—6kHz) のプリアンブル長は 256 サンプル*8 シンボル=128m 秒となる。

OFDM でのプリアンブル検出の具体例を図 2. 4. a / b に示す。図 2. 4. a は受信した AD 変換入力した OFDM 信号であり、図 2. 4. b は、プリアンブル検出器の出力である。プリアンブル検出器は、単純にプリアンブル信号 1 シンボル分の 256 タップで

構成されたFIR型フィルターを用い、入力と畳みこみ積を計算している。ノイズであれ他の信号であれ、信号中のプリアンブルだけを検出することができる。

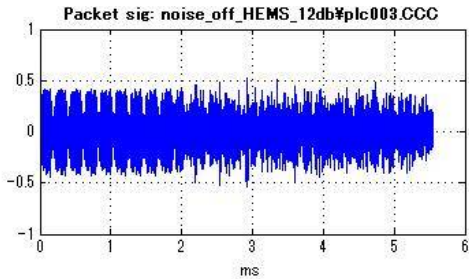


図 2. 4. a AD変換入力例

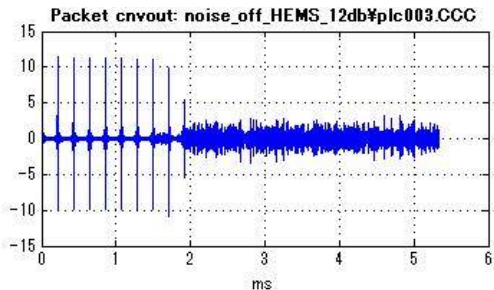


図 2. 4. b プリアンブル検出器出力

図 2. 5. a／bにPSK／OFDM双方の信号時間の比較を示す。双方のデータは1kバイト転送時に必要な時間を記載する。

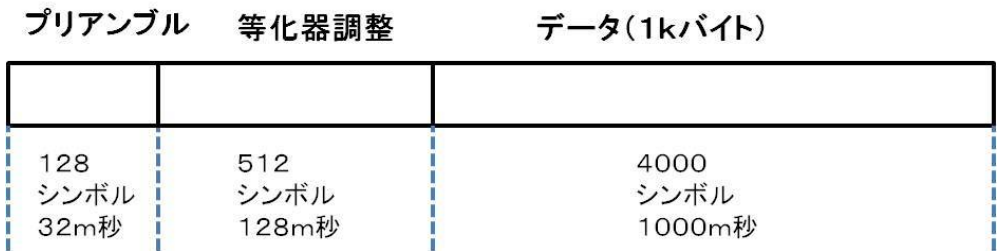


図 2. 5. a 4相PSKのプリアンブルとデータ

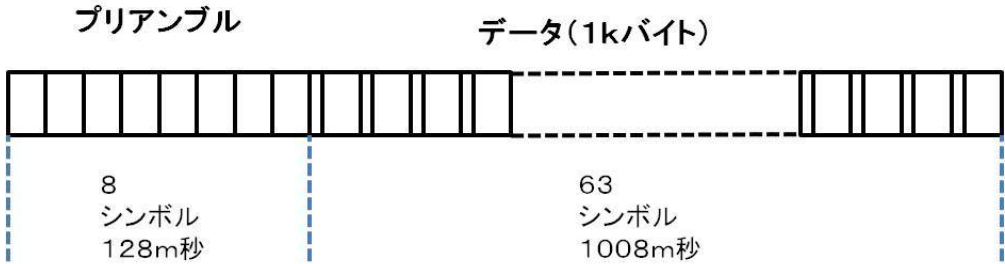


図 2. 5. b 64 キャリア 4 相 OFDM のプリアンブルとデータ

最後に、PSKとOFDMの実装に関する特徴を表 2. 1 で比較する。

表 2. 1 PSKとOFDMの実装の特徴

	PAR	ブロック符号	畳みこみ符号	CP	適応型等化器
PSK	小	必要無し	時間方向	必要無し	必須
OFDM	大	必須	周波数方向	必須	必要無し

2. 2 広帯域PLC (BPLC)

2. 2. 1 BPLCのPHY層

広帯域 P L C (Broad Band PLC: B P L C) は、2 0 1 0 年に物理層／M A C 層規格が I E E E 1 9 0 1 標準[3]となり、同じく 2 0 1 0 年には、同様の規格が I T U - T G.9972[4]として承認された。また各国が国内で国内標準として認可する際、日本に限って屋内でのみ使用可能という条件がついた。これは、アマチュア無線、短波放送、電波天文台等が使用する電波の干渉に配慮したことによる。I E E E 1 9 0 1 規格の検討段階で、2 つの方式が競い合い最終的には、その 2 つの方式が、1 9 0 1 で併存することで決着した [6][7][8][9]。2 つの方式とは、

(α) F F T 方式 O F D M (H o m e P l u g コンソーシアム提案)

(β) ウェブレット方式の O F D M (H D - P L C コンソーシアム提案)

である。

両方式も、使用帯域と M A C 層以上の規格は共有しており、変調方式が違うだけである。使用帯域は、4MHz から 28MHz であり、短波放送帯を含む。2 方式とも、O F D M であるが、変調方式が若干異なる。(α) は 2 . 1 節で説明した C P を使用した F F T で変調するが、(β) はウェブレット変換を使った変調であり、各シンボルを 50% ずつ時間軸方向にオーバーラップさせるので C P を使用しない。C P が無い分だけ変調効率が上がるが、回線の群遅延が除去できず、星座の S N が悪化する。逆にウェブレット変調の有利な点は、あるサブキャリアのサイドバンド雑音が少ないので、隣のサブキャリア周波数領域に混入する雑音が少ない。ある特定の周波数領域、例えば短波放送またはアマチュア無線用領域に出力を出さないようにするために、スペクトラムマスクをかける場合、少ない本数のサブキャリアをカットするだけで済み、P L C データレートの低下を防ぐことが可能だ。(図 2 . 6)

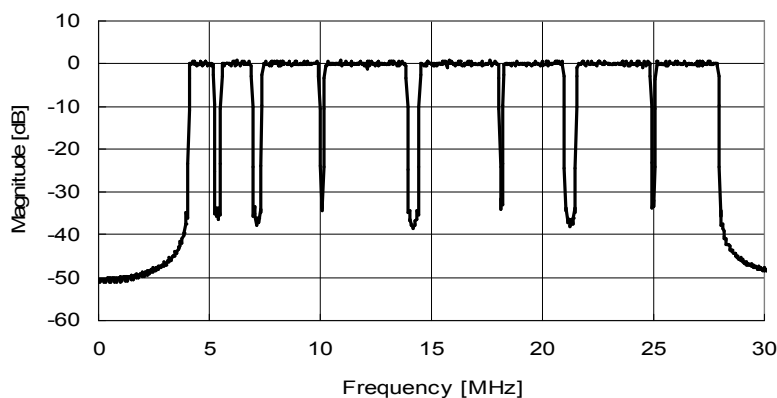


図 2 . 6 ウェブレット O F D M のスペクトラムマスク

また、2 方式は、サブキャリアの本数とそのピッチが異なる。(α) は 920 本のサブキャリアで、1 シンボルは 30 μ 秒と長い。(β) は 390 本のサブキャリアなので、1 シンボルは 8 μ 秒と短い。ここでは H D - P L C の物理層仕様を説明し、表 2 . 2 に緒元を記載する。最大 P L C データレート 190Mbps を有するが、これはあくまでも変調方式がもつ P L C デ

ータレートの最大であり、FECによるオーバーヘッドや、プリアンブルによるオーバーヘッドにより、PDU単位のPDUレートの最大は、107.96Mbps である。また 1PDUで連続してまとめて送出できるSDUは最大 31 個である。第4章で記述するがTCP層でのTCP-ACKとは別に、MAC層以下の階層で、SDU単位の誤り再送が行われている。そのACKを、TCP-ACKと区別する為に、これ以後は物理層でのACKをPLC-ACKと呼ぶ。PLC-ACKも1PDUで最大 31 個送出することができる。本論文のシミュレーションで使用するHD-PLCの物理層緒元を表 2. 2 にしめし、図 2. 7. a には、HD-PLCのPHY層のブロック図を示す。

表 2. 2 HD-PLCの物理層緒元 (IEEE 1901)

	HD PLC
サンプリング周波数	62.5MHz
サンプル/シンボル	512
周波数帯域	4~28MHz
サブキャリア本数	390
サブキャリア変調方式	16PAM
シンボル長	8.192 μ 秒
最大 PLC データレート	190.4Mbps
Preamble/TMI/FCH	11/1/8
最大 SDU / 1 PDU	31
最大 PDU 長	5m 秒
最大 PDU レート	107.96Mbps

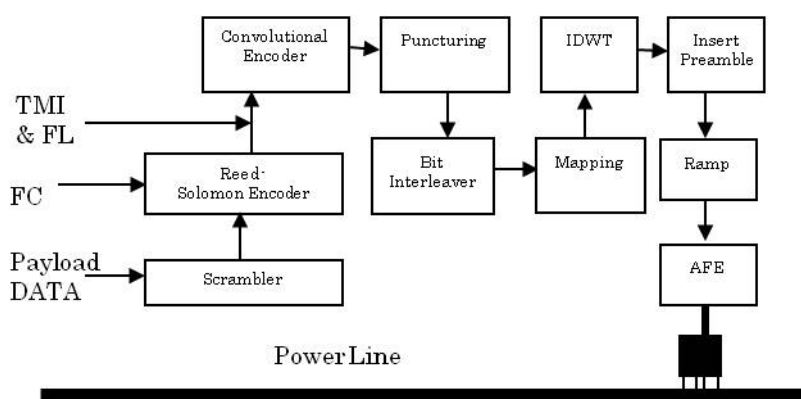


図 2. 7. a HD-PLCのPHY層

2. 2. 2 BPLCの上位層

BPLCのMAC層は、CSMA-CDを基本とし、音声通信等を目的とするQoSを

実現する独自のMAC層を持っているが、その上位層は暗号キーを交換する認証機能を必須としており、IEEE 802.1Xに依存している。NPLCとは異なり、高速データ通信のサービスを主な市場であると想定しているため、マルチホップのルーティングを必要としていない。HD-PLCの階層構造を図2.7.bに、プロトコルスタックの例を図2.7.cに表示する。

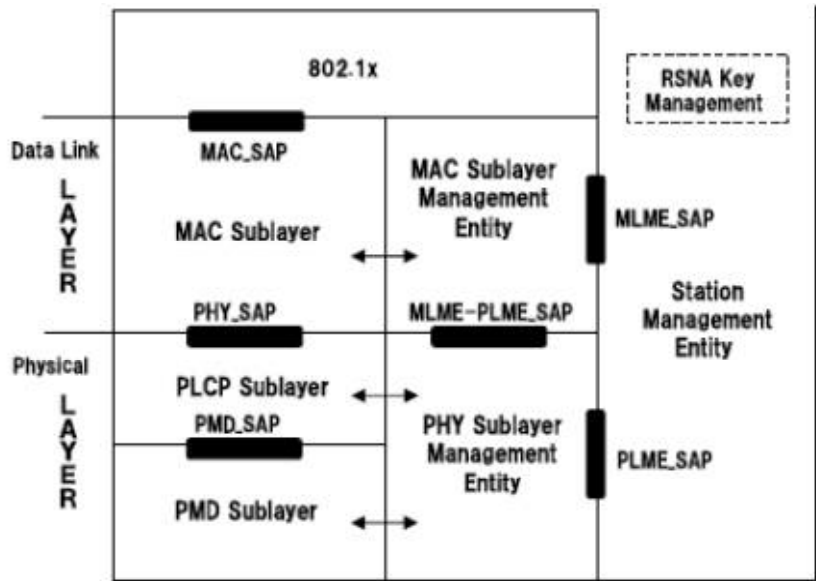


図2.7.b HD-PLCの階層構造

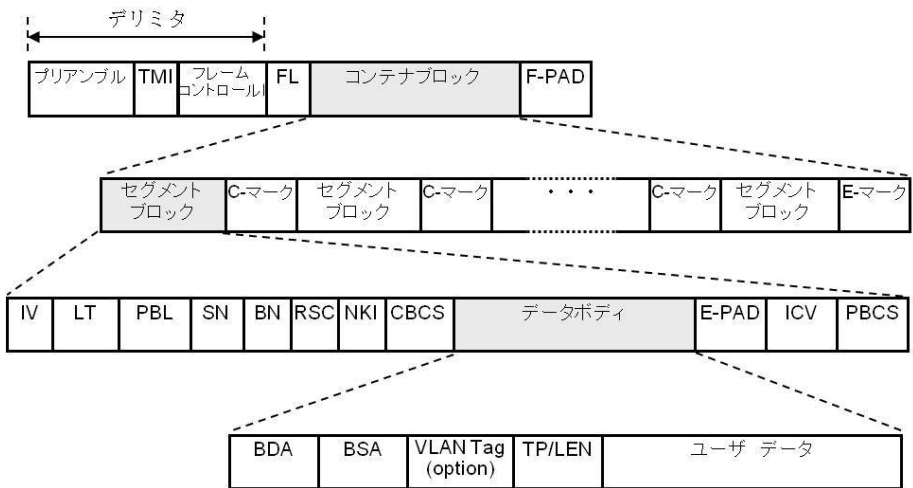


図2.7.c HD-PLCのプロトコルスタック

2.3 狭帯域PLC (NPLC)

2.3.1 NPLCのPHY層

狭帯域 P L C (Narrow band PLC: N P L C) は、2011 年に I E E E 1901.2 と
して承認され、さらに I T U—T で最終的に ITUT-G.9903[10]として標準化された。I E
E E の標準化作業では、B P L C と同じく、沢山のアライアンスからの提案があったが、
G 3 P L C アライアンスが提示した案を基本としてまとめた。標準化以前は、G 3 P L
C 規格と呼ばれていたものと同じであり、ここでは G 3 P L C と呼ぶ。

N P L C の応用は、宅内だけではなく、変電所から各家庭までの、電力配電網でも使用
されることを前提にしている。配電網は、200V または 100V の低圧だけではなく、トランス
を介し、6600V 系の中圧配線でも、使用可能な規格を想定しており、1MHz 以上では、トラ
ンスを越えて通信することは困難であるので、500KHz 以下の低周波数にフォーカスした仕
様となっている。

G 3 P L C には、各国の電波法規制の違いにより、3 種類の物理規格がある。

(イ) C E N E L E C—B a n d

欧州での適用：35kHz から 90kHz までの C E N E L E C—A—b a n d と 98kHz
から 122kHz までの C E N E L E C—B—b a n d があるが、通常は C E N E L E
C—A—b a n d を使用する。

(ロ) F C C—B a n d

米国適用：154kHz から 487kHz

(ハ) A R I B—B a n d

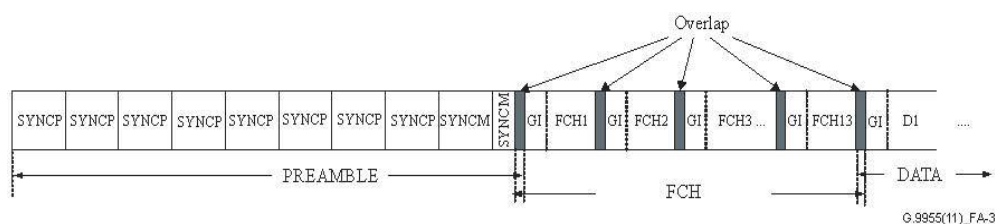
日本適用：154kHz から 403kHz

A R I B—B a n d は、G. 9903[10]では、A n n e x—K の付記記述になっていて、
2013 年時点では、最終承認となっていない。

表 2. 3 に、G 3—P L C の N P L C の物理仕様を記載し、その 1 P D U の構成を図 2.
8 に表示する。また、G 3 P L C の P H Y 層のブロック図を図 2. 9 に表示する。

表 2. 3 G 3 P L C の物理層仕様 (I T U—T G. 9903)

	CENELEC-A	FCC	ARIB
サンプリング周波数	0.4MHz	1.2MHz	1.2MHz
F F T ポイント数	256	256	256
CP/ Overlapped Sample	30/8	30/8	30/8
サブキャリア本数	36	72	54
周波数帯域	35-91KHz	154-478KHz	154-403KHz
Preamble/FCH/DATA Symbols	9/13/32	9/13/12	9/13/12
サブキャリア変調方式	D8PSK, P16	D8PSK, P16	D8PSK, P16
最大 P L C データレート	151.05Kbps	906.29Kbps	679.72Kbps
1 P D U 時間長	37.935m 秒	7.878m 秒	7.878m 秒
最大 P D U レート	45.55Kbps	164.50Kbps	123.37Kbps



P r e a m b l e = 9 シンボル、F C H = 13 シンボル。D A T A = 12 シンボル

図 2. 8 G 3 - P L C の P D U 構成図

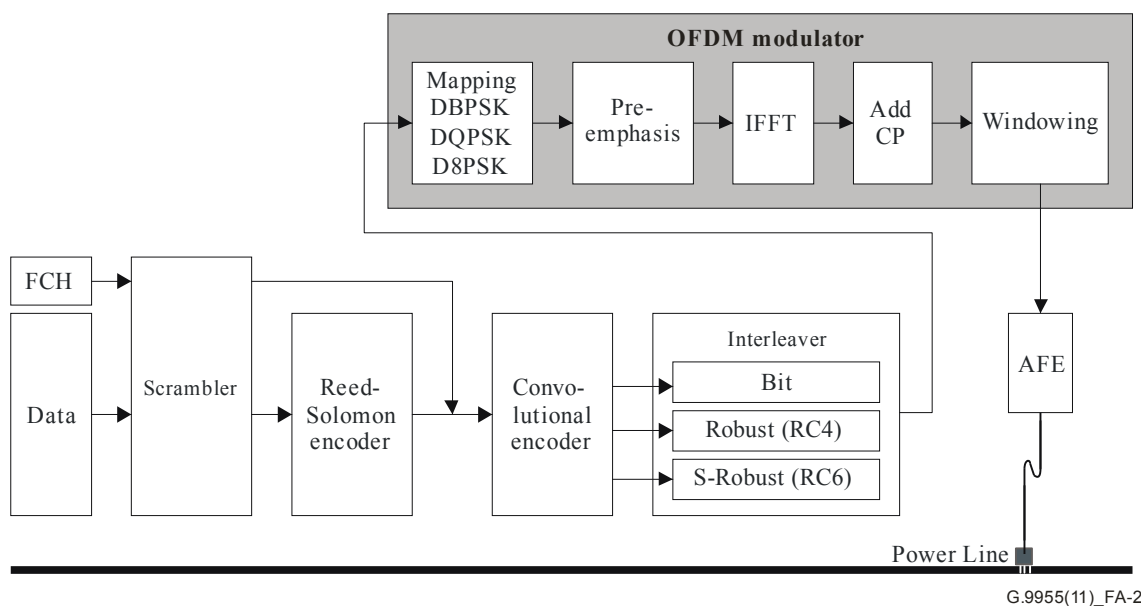
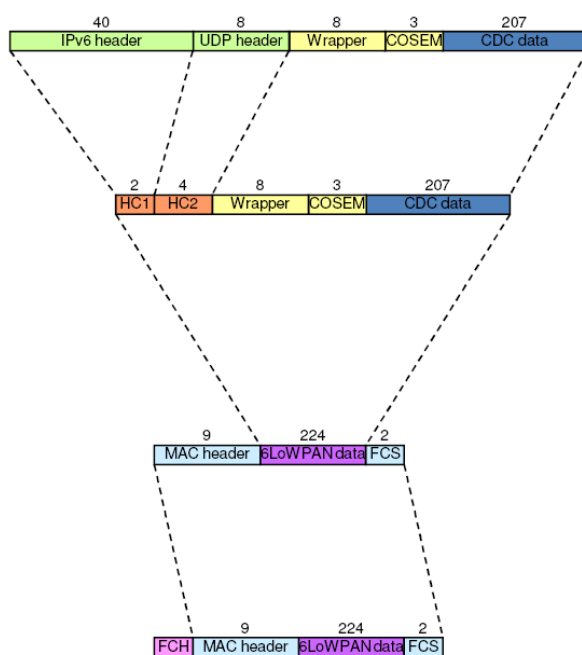


図 2. 9 G 3 P L C の P H Y 層のブロック図

2. 3. 2 N P L C の上位層

G. 9 9 0 3 では、P H Y 層以上の上位階層の規定も記述される。応用される分野が、スマートメーターと配電網を含むため、マルチホップ機能を必要とし、メッシュルーティング機能が必須となる。データリンク層およびルーティングは I E E E 8 0 2 . 1 5 . 4 および I E T F - R F C 4 9 4 4 に依存しており、Z i g B e e とは共通な I / F が可能だ。また、I P 層が I P v 6 を基本としており、ヘッダー圧縮の為に 6 L o W P A N を採用する。本論文では、ルーティングはしないので、M A C 層までの機能で十分である

図 2. 1 0 に G 3 P L C の階層構造を記載する。



IPv6/UDP layer

- 207 bytes of load-profile data
- 3 bytes of COSEM application layer
- 8 bytes of IPv6 COSEM wrapper
- 8 bytes of UDP header
- 40 bytes of IPv6 header

6LoWPAN layer

- IPv6 and UDP headers are compressed to 2 and 4 bytes, respectively

IEEE 802.15.4 MAC layer

- MAC layer may segmentize the frame depending on channel characteristics (modulation and number of used tones)
- MAC header and FCS (CRC16) are added to the payload

PHY layer

- Frame control header (FCH) is added to construct the PHY frame
- FCH carries important information about PHY frame (duration, modulation, tone map)

図 2. 10 G3PLCの階層構造

第3章 PLCの雑音環境での性能予測

3.1 宅内配線のUDPレートの劣化要因

この章では、PLCの雑音環境での性能を測定し、そのデータを使って予測することを目定とする。この章ではモデム性能評価を User Data Protocol (UDP) レートで表示している。

宅内の電力線配線は、PLCのUDPレートに影響を与える。大別すると、2種類の要因がある。

要因1. 宅内配線の分岐の多さによる要因

要因1. 1 配線の周波数特性による減衰

要因1. 2 配線の分岐による、信号パワーの分散

要因2. 家電機器が接続されることによる要因

要因2. 1 家電機器が出力する雑音

要因2. 2 家電機器の入力インピーダンスの時間変動

これらの要因に関して、3.2節で要因1.1を分析し、3.3節では要因2.1と要因2.2の実態を記述する。また3.4節では、要因1.2の影響を予測する方法を考案したので、その方法及びその結果を報告する。

3.2 宅内配線の周波数特性と減衰

この節では宅内配線での信号減衰と、雑音環境について記述する

3.2.1 4端子回路シミュレーション

ある長さを持つ電力線は、受動素子による4端子回路で近似できる。図3.1.aに、典型的な日本の家で観察される電力線の1mあたりの4端子回路定数を記載した[11]。図3.1.bにその4端子定数を用いた、シミュレーションの周波数特性結果を表示する。このシミュレーションは、1mあたりの4端子回路を配線の長さ分従属結合した結果を表示している。例えば長さ20mのケーブルの場合、20単位のF-マトリックスが乗算され、最後の出力端は100Ω抵抗で終端されている。図3.1.bのグラフは、乗算後の入出力電圧利得である、1/Aの絶対値のdB表示である。

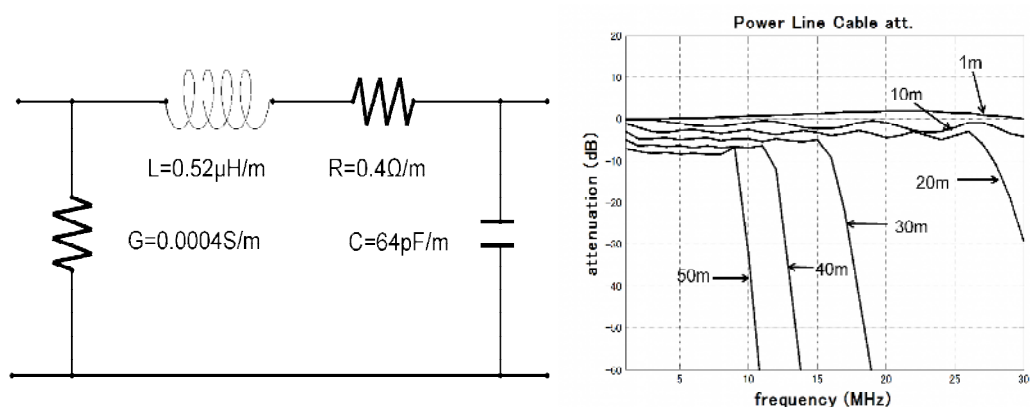


図 3. 1. a 電力線の 4 端子定数

図 3. 1. b 4 端子回路による周波数特性

図 3. 1. b を観測すると、例えば 30m 配線は、15MHz 以上は激しく減衰する。15MHz の電波の波長は 20m であり、また電力線内部の電子の移動速度を顧慮すれば、納得の行く数字である。また、通過帯域の信号も、終端抵抗 100Ω に比較して、50m の場合は直列抵抗が 20Ω にもなることを考えれば、このレベルの減衰も納得がいく。もし、この終端抵抗が 10Ω であるとする、さらのこの減衰特性は深くなる。

この配線は 1 対の電力線ペアの周波数特性であり分岐は存在しない単純なモデルではあるが、これからも推測できるのは、長さ n の配線はその波長が n 程度の周波数をカットオフ周波数とする低域通過型フィルター（Low Pass Filter: L P F）として働く。

実際の宅内では、複雑な分岐をしていて更に 40 近いコンセントは様々な家電製品の低インピーダンス製品で終端されており、またその家電製品も、通電時と非通電時ではインピーダンスが異なる。3. 2 節で述べるような配線全体をこの方法の拡張でシミュレートすれば、end to end の周波数特性を求めることはできる。本論文ではそこまでの計算は行っていない。

3. 2. 2 配線の電気製品の負荷による周波数特性への影響

ここでは、我々が実際経験した、周波数特性の例を報告する。埼玉エンジニアリング株式会社は、屋上に集合住宅の疑似配線を PLC 評価用に設置している。その集合住宅疑似配線の写真を、写真 3. 1 に表示し、その配線図を図 3. 2 に記載する。この疑似回線は 20 階建ての集合住宅の縦形配線を 3 系統用意している。各階には、個別住宅のブレーカボックスと、メーター内に配置される NPLC を設置し、コンセントには任意の電気器具を差し込むことができる。地下にはコンセントレータを配置し、NPLC の親機を設置している。この疑似回線を設置した目的は、NPLC のマルチホップがどう実現し、実用に耐えられるかを実験し、データを収集することである。

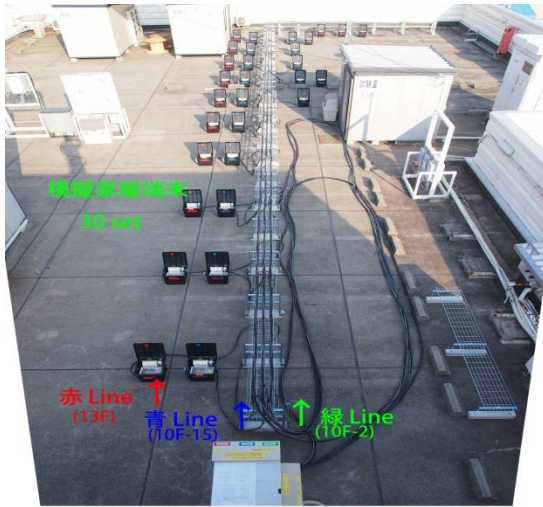


写真 3. 1 埼玉エンジニアリングの集合住宅疑似配線

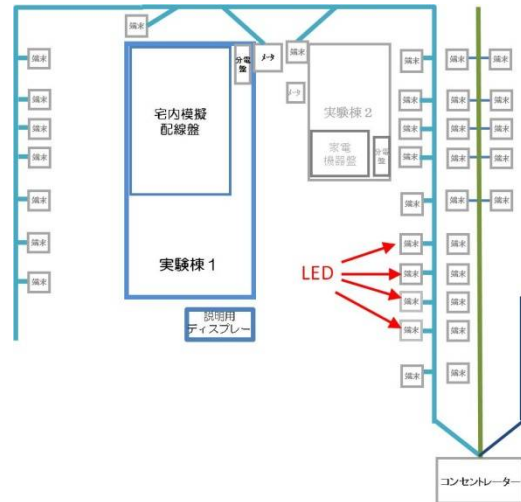


図 3. 2 埼玉エンジニアリングの集合住宅疑似配線図

この集合住宅疑似回線で、NPLCを評価した。あるケースでコンセントレータ（A0）と5階（A5）の間で伝達特性を測定すると、図 3. 3 のような特性が得られた。このときは、各階の家電機器負荷としてLEDランプを1階から4階まで設置していた。

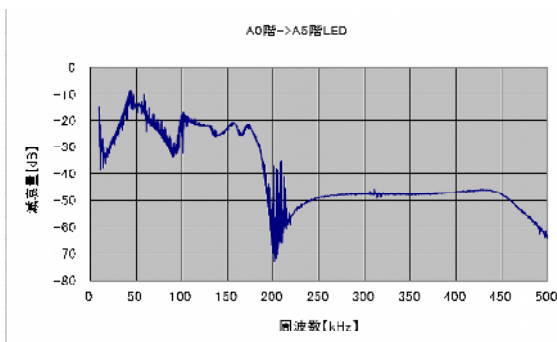


図 3. 3 A0—A5 階間の伝達特性（実測値）

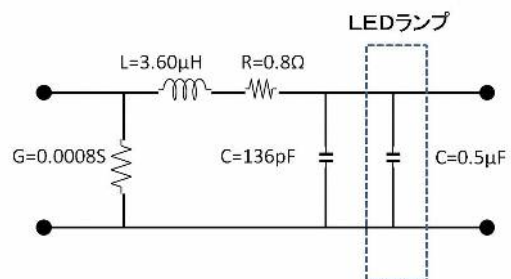


図 3. 4 ユニットの回路定数

この特性は、200kHz を境とした急峻な低域通過型特性をもっている。この特性はLCリアクタンス回路に近い。そこで、LEDランプをLCで置き換えた4端子回路シミュレーションを行った。2m 間隔の配線と1つのLEDをユニットとして（図 3. 4）、それを4段従続接続し、最終端を 100Ω で終端した。個別のLEDのインピーダンスの周波数特性を図 3. 5 に示し、これは単一の容量性負荷で近似している、その伝達特性シミュレーション結果を図 3. 6 に記載する。図 3. 6 では、2階（青）3階（緑）4階（赤）5階（黒）の各階での伝達特性を示した。ケーブルの誘導性負荷とLEDランプの容量性負荷が、

200kHz 近傍で共振点を形成している。

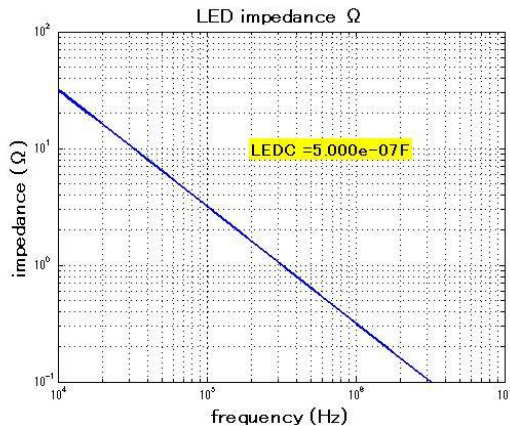


図 3. 5 LED ランプのインピーダンス

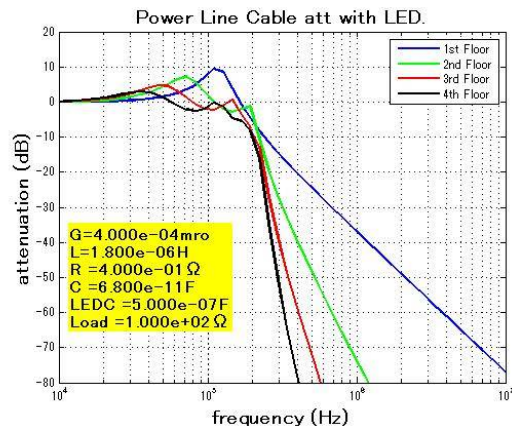


図 3. 6 A0-A5 間伝達特性 (シミュレーション)

図 3. 6 はこの各階に LED ランプを設置し、4 階連結した伝達特性を表したが、ここで家電機器が設置されたときの一般的伝達特性の傾向を考察する。図 3. 4 は屋外配線で使用する断面積 22 平方ミリメートルを 2m 配線したときの $G/L/R/C$ 各定数を表示しているが、配線での G と C は無視できる程小さい。配線は L の誘導性リアクタンスと R のレジタンスのみと考えていい。それに対し負荷は、ほとんどの場合、今回の LED の C のような容量性リアクタンスで代表できる。そうすると伝達関数は R, L, C の s の多項式で表すことができる。1 階層 2m あたりの伝達関数 $h(s)$ は、単純な s の 2 次式となる。

$$h(s) = 1 / (L \cdot C \cdot s^2 + R \cdot C \cdot s + 1)$$

これは全極型の 2 次の低域通過型フィルターであり。分母式 = 0 の解が一对の極である。

極 α は

$$\alpha = \gamma \pm j \cdot \omega$$

$$\gamma = -R / 2 \cdot L$$

$$\omega = \sqrt{(1 / (L \cdot C)) - R \cdot R / (4 \cdot L \cdot L)}$$

この時、 α が重根になる臨界条件は、 $C = 4 \cdot L / R \cdot R$ である。

$C < 4 \cdot L / R \cdot R$ の場合、 α は複素共役根となる。特に、 $C \ll 4 \cdot L / R \cdot R$ の場合は $2 \pi f = 1 / \sqrt{L \cdot C}$ が成立する周波数 f 近傍で共振点を持ち、そこから 12dB オクターブで減衰する伝達特性を示す。

図 3. 7 に LED の容量を変化させた時の、1 階あたりの伝達特性の変化を示す。電気製品の負荷の容量成分が変化すると、共振点周波数 f は変化し、その f が使用帯域の中か外かで伝達特性は大きく様相を異にするが、全体として低域通過型特性を示す。

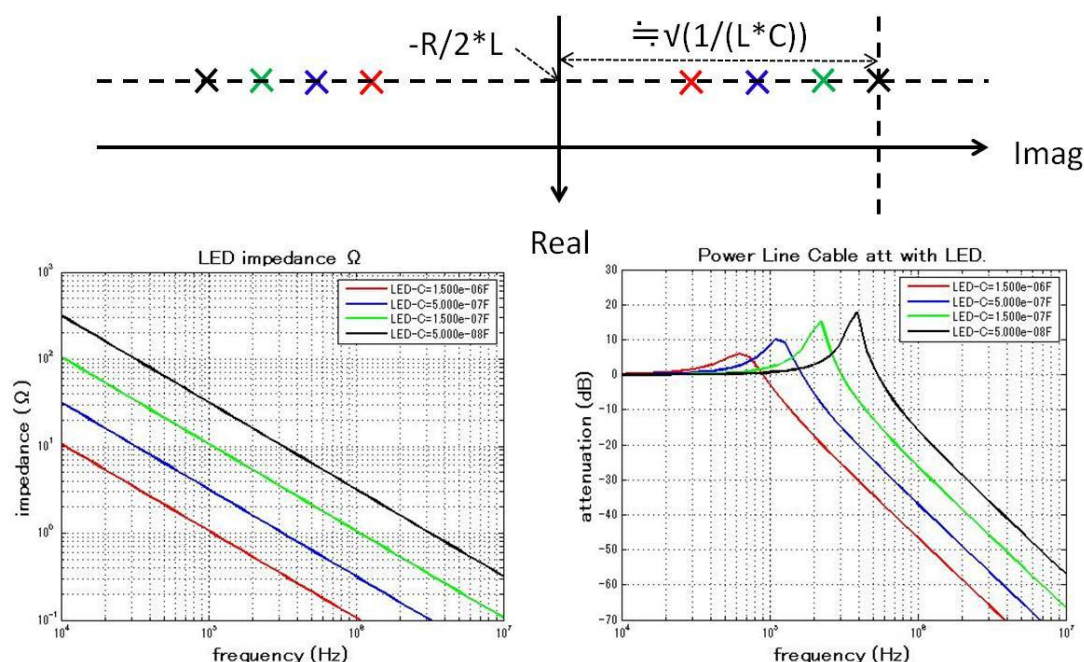


図 3. 7 LED容量変化による伝達特性の変化

3. 3 家電機器に起因するUDPレート低下

3. 3. 1 10kHz 以下の雑音

電力線が他の通信メディアの環境と非常に異なるのは、商用電源が電力を供給する 50/60Hz に同期した信号の振幅が非常に大きいことである。家電機器は、白熱電球のように単純な抵抗成分のみの受動素子でできている機器は少ない。殆どの家電機器は、電源回路を内蔵しており、振幅依存の非線形のノイズを発生する[12][13]。そもそも入力段にある整流素子のブリッジによる全波整流は、零交差点で $\pm 0.6V$ 程度の電圧ジャンプを引き起こす。また調光機能（ダイマー）を有する電球や、電熱こたつなどは、ある電圧閾値で、チョッパーが働き特定の期間のみ電流を制御する機能がある。これらが原因のノイズは、図 3. 8. a に表示し、そのスペクトラムを図 3. 8. b に表示する。

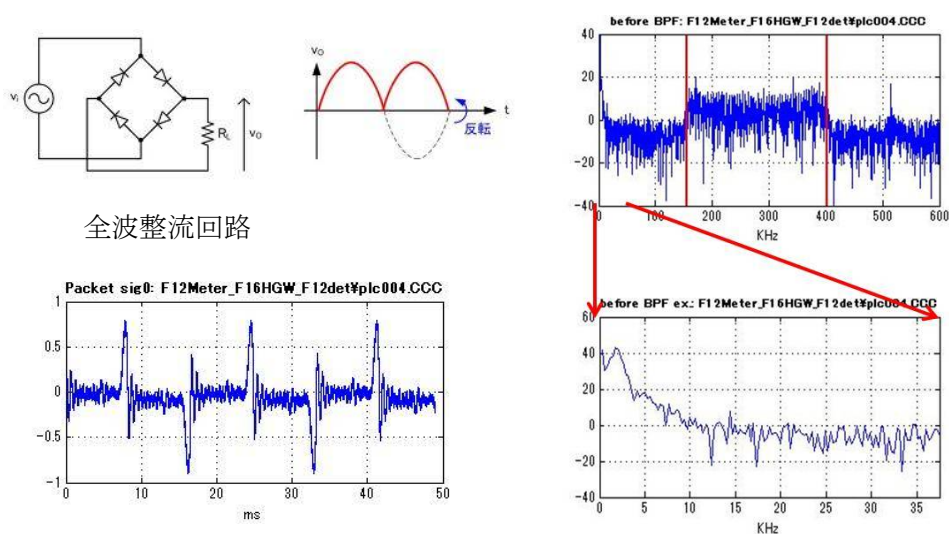


図3. 8. a 電源周波数ノイズ（時間波形）

図3. 8. b 電源周波数ノイズ（スペクトラム）

このノイズは、振幅は大きいとその周波数は 5kHz までの集中しており、帯域通過型フィルターで除去可能である。この過大ノイズは、AD変換器の入力レンジを可変にするためには、ノイズでクランプしないように、AD変換器以前のアナログフィルターでカットする必要がある。アナログフィルターでカットした後の信号を図3. 9に、またそのスペクトラムを図3. 10に示す。

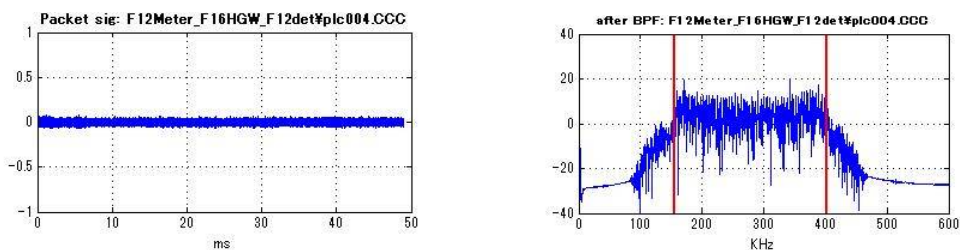


図3. 9 フィルター後の信号（時間波形）

図3. 10 フィルター後の信号（スペクトラム）

3. 3. 2 10kHz 以上の雑音

最近の家電機器は、整流素子やチョッパよりも、節電効果のあるスイッチング電源が家電製品の主要な雑音がある。周波数帯域で言うと 10kHz 以上あたりから、高周波にかけて $1/f$ のスケールで減衰する。家電機器がこの領域の雑音を 100V 電源端子から出力される場合、電波関連の規制として雑音端子電圧規格を順守する必要がある。図3. 11の日本の雑音端子電圧規格を表示する。

一般の家電製品は、class Bの規約が適用されるので、NPLC帯域では瞬間値で 150kHz は $66\text{dB}\mu\text{V}$ 、 500kHz で $56\text{dB}\mu\text{V}$ 以下でないといけない。BPLC帯域の 5MHz から 30MHz までは $60\text{dB}\mu\text{V}$ 以下である必要がある。それに対しNPLCの出力は、

150kHz から 400kHz までは $87\text{dB}\mu\text{V}$ なので、S N は 21dB の余裕があるだけだ。また B P L C の出力は、 $80\text{dB}\mu\text{V}$ なので、こちらも、20dB の余裕があるに留まる。

[雑音端子電圧（電源）]

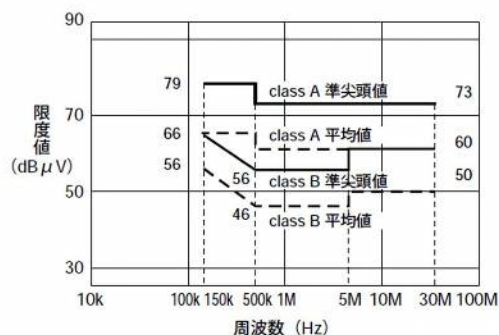


図 3. 1 1 雑音端子電圧規制

ここで、埼玉エンジニアリングの実験で測定した、各種の家電製品の 100V 端子で観測した 500kHz までの雑音スペクトラムを図 3. 1 2. a ~ e に表示する。特にノイズピークが高いものを列挙した。図中青線が N P L C の出力レベルを表し、赤線で雑音端子電圧規制値を書いているが、それを上回る雑音が見られる。これは出荷以降の経年変化や、認定測定時との環境の違いもあるので、認定試験違反という訳ではない。いずれも、待機時と稼働時の差は著しいし、青線の N P L C レベルの近くまで達している。

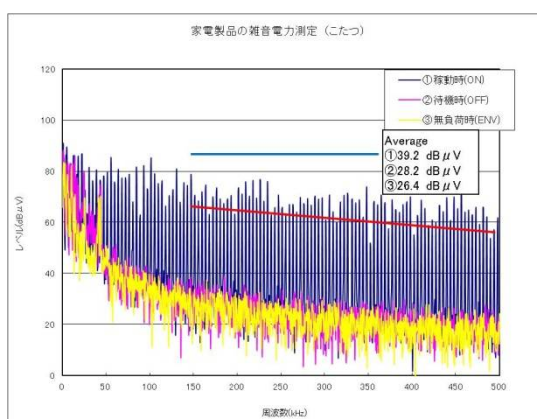


図 3. 1 2. a 電気こたつ

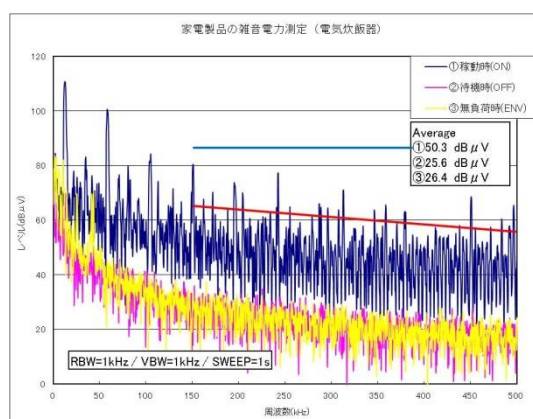


図 3. 1 2. b 電気炊飯器

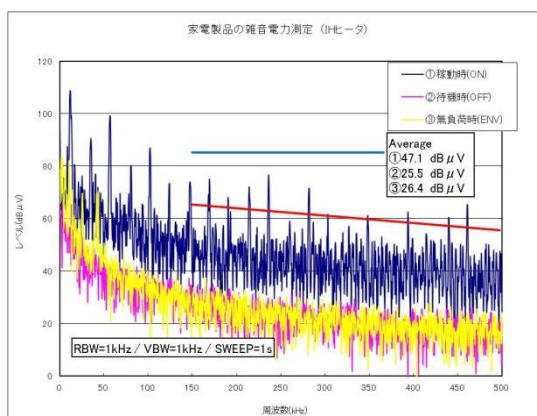


図 3. 1 2. c I Hヒーター

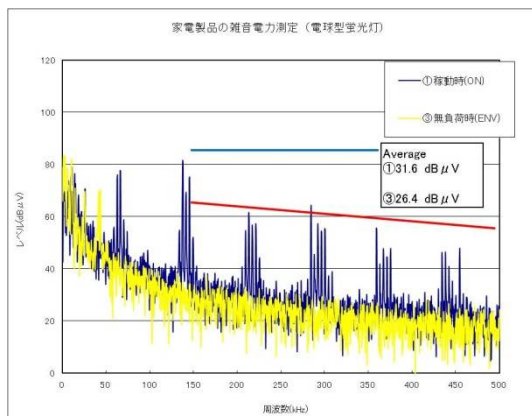


図 3. 1 2. d 電球型蛍光灯

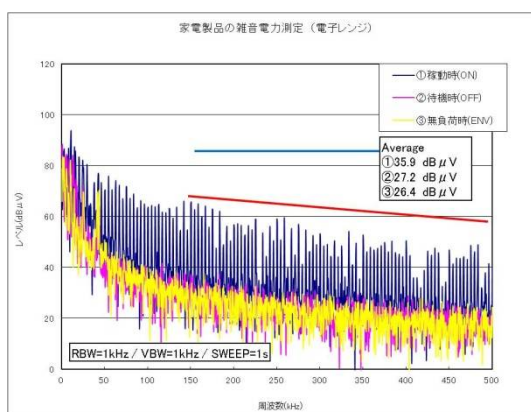


図 3. 1 2. e 電子レンジ

この種のノイズが、帯域内に混入した場合、消すことはできない。N P L C の日本向け規格である A R I B の帯域の下限が、150kHz になっているのは、この雑音端子電圧規格で、規制される帯域内であるからだ。N P L C の欧州版である C E N E L E C 帯域（35k～90kHz）では、A R I B 帯域より、軽く 20dB は S N が悪化する。家電機器が存在する宅内で動作させるのは、C E N E L E C 帯域では無理であり、宅内から距離を置いた宅外で使用するのが適当であると判断できる。

3. 3. 3 インピーダンス変動による雑音

家電機器が各種接続される宅内では、電力線の雑音は、長期的にみたときの電気機器のスイッチオン／オフに基づく図 3. 1 3. a のようなインパルス性雑音と、家電機器が発生する電力線全体のインピーダンス変動が主要要因である。

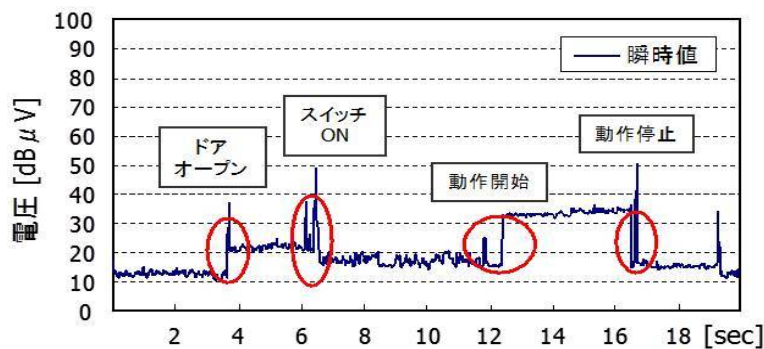


図 3. 1 3. a 電力線の雑音の長期変動

また、発生原因は、まだ明確に追求されていないが、ある種の携帯電話の充電器を電力線に接続すると、図 3. 1 3. b に示すような信号振幅が 50Hz の場合 10m 秒ごとに変動する現象が観測される。

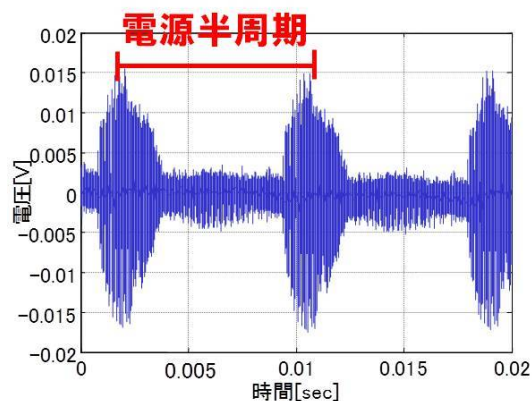


図 3. 1 3. b 電源周期で変動する信号振幅

このようなノイズがある場合の B P L C のパケットエラー率を、観測した例を図 3. 1 4 に記載する。特定の送電線環境で B P L C のパケットエラー率を示す。ノイズ源は電球形蛍光灯であり、その時の電力線での送受信間減衰は 45dB であった。電源周波数は 60Hz であったので、パケットエラー率が 16.7m 秒同期でアップダウンするデータが観測されている。このとき B P L のパケット長は 5m 秒で動作しているので、ここで言うパケットの不良率という意味をはっきりさせる必要がある、例えば電圧の上り 0 交差から、4.4m 秒から 6.4m 秒のタイミングで開始された 5m 秒の長さのパケットはエラー率が 5% 以下だが、7.2m 秒から 8.6m 秒のタイミングで開始された 5m 秒の長さのパケットは 85% 以上誤るということを示している。

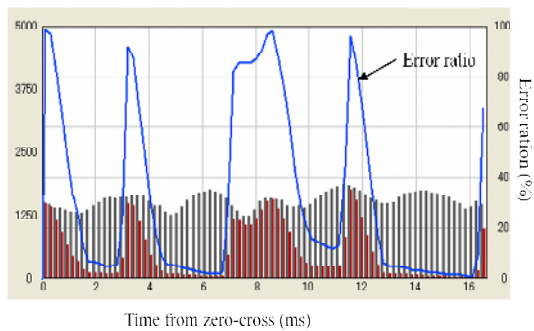


図 3. 1 4 16.7m 秒周期のパケットエラー率

このような現象に対応するには、パケット長を 5m 秒に抑えた上、前後のパケットで確実に再送が可能な、PHY 層レベルでのパケット再送機能が必須と考えられる。

3. 3. 4 雑音源にたいする、具体的対策

距離や分岐による減衰に対しては、具体的対策は取れない。しかし、雑音源の存在による SN 比の悪化は、対策が可能である。図 3. 1 5. a には、P L C と雑音源機器の距離に関する図を表す。

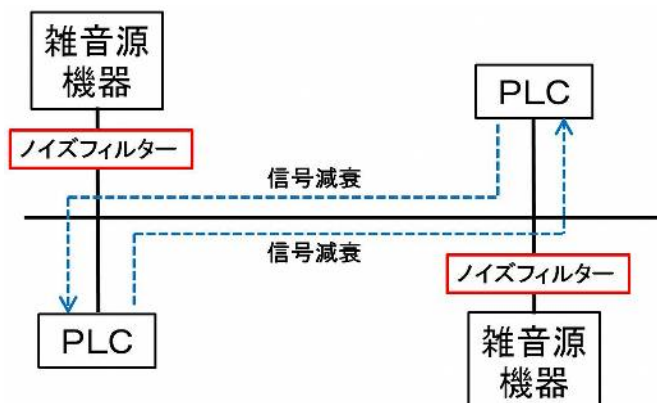


図 3. 1 5. a P L C と雑音源機器の距離

P L C の受信側に到着する信号は、減衰しており、近くにある雑音源機器の雑音に一番敏感である。特に P L C の端子が使用するコンセントと同一ないしは、コンセント対のもう一方のコンセントに差し込まれた機器の雑音をもっとも S N 比を低下させるので、この雑音源機器が差し込まれたコンセント入力に、直列にノイズフィルターを挿入するのが一番効果的である。ノイズフィルターは、P L C が B P L C か N P L C かにより、雑音カットの帯域が違うので、P L C メーカー推奨品を選ぶ必要があり、それを用いて図 3. 1 5. b のような接続をする。

ノイズフィルターは L, C の受動素子で構成され、P L C が使用する帯域のインピーダ

ンスを上げる効果があり、インピーダンスアッパースとも呼ばれ、その雑音源機器のインピーダンスが変動しても、その影響を軽減するので、帯域内雑音／インピーダンス変動の双方に効果がある。P L Cの雑音対策としては、これが一番効果的である。

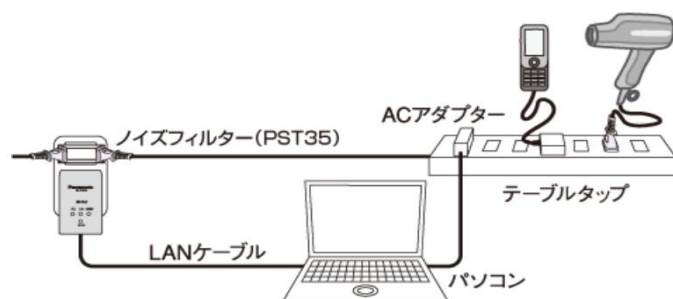


図3. 15. b ノイズフィルターの具体的接続

3. 4 BMAE方式による、B P L Cの速度予測

要因1. 2によるUDPレート低下を予測する、Branch Model Attenuate Estimate (BMAE)を説明し、その結果を記載する。

3. 4. 1 実環境配線でのB P L CモデムUDPレート測定

3. 4. 1. 1 P L Cハウス

パナソニックコミュニケーションズは、2008年2月に、実配線環境でのP L Cモデムの性能測定、家電製品のノイズ測定、不要輻射レベルの測定、を目的とした2階建ての住宅を、福岡市美野島本社構内に構築した。この検証住宅は、床面積のわりには、多くの電気配線と接続家電機器を配備し、いわばP L Cにとって厳しい環境を実現できるように設計されている。



写真一3. 2 P L Cハウス

3. 4. 1. 2 P L Cハウスのレイアウトと家電設置状況

検証ハウスのレイアウトと家電配置状況を図3. 16に示す。

延べ床面積：5LDK 141.15 平方メートル

コンセント数：84 家電機器数：64 照明数：43

配線系統図は、3. 4. 2. 3 節の接続図を参照のこと。

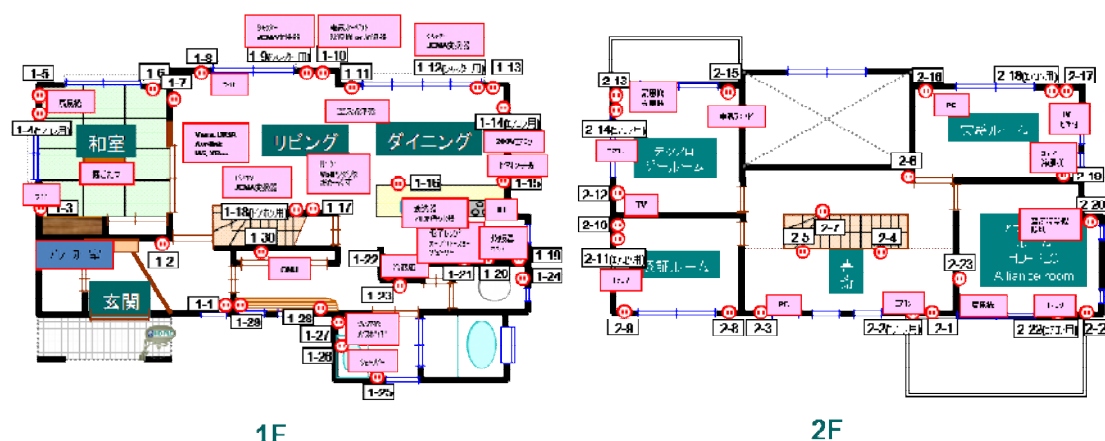


図 3. 16 PLCハウスのレイアウトと家電配置

3. 4. 1. 3 コンセント間の減衰とUDPレートの測定

このPLCハウスで、13 対のコンセントペアを選び、そのペア間の送信電力／受信電力の減衰値と、同時にPLCモデムのビット速度を測定した。表 3. 1 に、送信コンセントと受信コンセントの番号、減衰量(dB)、UDPレート(Mbps)を表示する。この章でのビット速度とは、UDPレートを意味する、TCPでは測定していない。コンセント番号は、1-17 (2) であれば、1Fの17番コンセント(図 3. 16 参照)で第2ブレーカー系統に属することを表す。なお、奇数番のブレーカーがL1系統で、偶数番のブレーカーがL2であり、偶数と奇数の組み合わせは異相と表現し、同一番号ブレーカー系統間とは同相同一、奇数番同士または偶数番同士を同相と表現している。

測定に使用したモデムは、パナソニック製HD-PLCモデム：品番 BL-PA300，通信モードはUDPの1パケット=1472 バイトで測定した。

実測した減衰値と速度のグラフは図 3. 17 に表す特徴として、

(イ) 同一ブレーカー内の通信は、減衰 20dB 以下の良好な条件で、速度も 67Mbps を越えているが、

(ロ) 同相であれ異相であれ、ブレーカーを跨ぐと、減衰量は、同一ブレーカー内より大きく、40dB を越え、速度は 40Mbps 以下となる。

(ハ) 配線距離的が最も長いコンセントペアにおいて、その減衰が 60dB を越え、リンク不可となった。

表 3. 1 13 対のコンセント間の減衰値とビット速度

Txコンセントとプレーカ	Rxコンセントとプレーカ	ビット速度[Mbps]	相情報	平均減衰量[dB]
1-17(2)	1-7(2)	67.7	同相同一	-13.2
	1-20(10)	36.9	異相	-49.3
	1-28(4)	36.2	同相他	-39.3
	2-1(7)	30.2	異相	-44.9
	2-10(5)	25.6	異相	-49.6
2-17(7)	2-17(6)	19.7	同相他	-53.8
	1-6(3)	12.9	同相他	-51.8
	1-7(2)	29.4	異相	-45.3
	2-6(7)	67.8	同相同一	-18.2
	2-17(6)	31.7	異相	-50.1
2-10(5)	2-17(6)	39.1	異相	45.7
	1-15(1)	11.3	同相他	-48.9
1-12(2)	2-13(5)	0.0	異相	-63.7

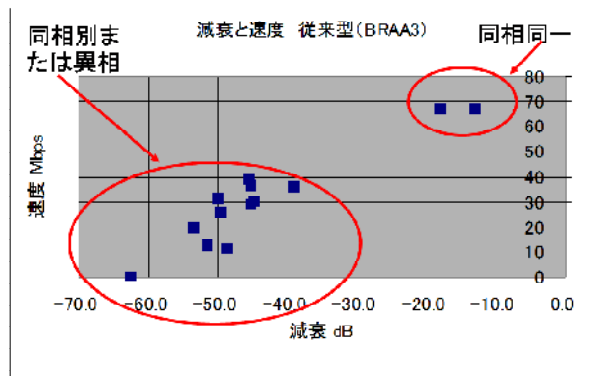


図 3. 1 7 13 対の減衰値 v s ビット速度

元来ビット速度と減衰値の関係はシャノンの第一定理によると、減衰値(dB)とビット速度(bps)は比例関係にあるはずだが、電力線伝送路は、ノイズが偏在していることや分岐による反射により、コンセントペア毎に周波数特性が異なることから、比例関係からは変位すると考えられる。

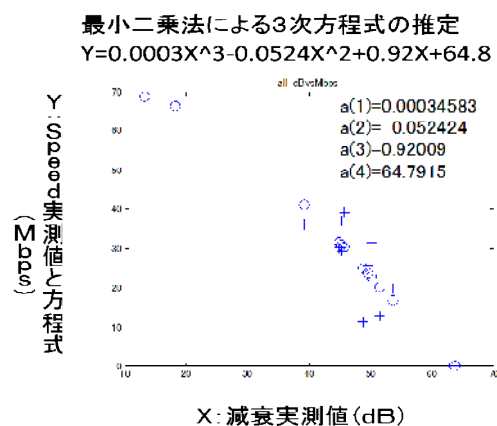


図 3. 1 8 dB vs Mbps 関係式近似

今後のシミュレーションで使用する目的で、減衰値からビット速度を類推するために、表 3. 1 の 13 例から、その関係式を求めた。

y : ビット速度(Mbps) x:減衰値(dB)

$$y=a(1)*x^3+a(2)*x^2+a(3)*x+a(4) \quad \text{式 (1)}$$

の 3 次式で近似する。最小二乗法で評価し、この 13 例に対し二乗誤差ミニマムの 3 次近似式は、

$$a(1)=0.00034583 \quad a(2)=-0.052424$$

$$a(3)=0.92009 \quad a(4)=64.7915$$

となる。図 3. 18 のグラフでは、実測値は x 印で、近似式は o 印で表している。

3. 4. 2. 減衰量推定シミュレーション

3. 4. 2. 1 従来の方法

コンセントペア間の信号減衰量を、シミュレートする方法は、いろいろ提案されている。線路を回路として扱い、配線の長さと分岐条件を全配線に適用し、集中定数回路で近似するか、F マトリックスの計算を縦続接続して積み重ねて計算する方法は、周波数応答まで含め、かなり近似精度のいい数値を求めることができる。しかし、本論文では、7000 近い端子対の減衰値を使って、中継の有効性を検証しようとしている。この場合従来の方法では、配線系統が複雑なため、4 端子回路の定数を決定しかつ複雑な縦続接続の計算を実行することは、計算時間と多大な入力作業を必要とする。しかも、多重分岐を経た後には、計算誤差が累積し、周波数特性の精度をあまり期待できない。

今回のモデム速度推定は、周波数特性はあまり問題しないで、全体減衰量をかなりの程度近似可能な簡便な計算法を提案する。

この推定法は、分岐モデル減衰量推定 (Branch Model Attenuate Estimation, BMAE) と名づけた。以下に順を追って説明する。

3. 4. 2. 2 分岐モデル減衰量推定

このモデルは、配線長による減衰よりも、分岐点の電力分散による減衰の方が、減衰の主要因であるという経験則から、発案したものである。この計算法は、分岐のトポロジーが決まれば、2 点間の減衰量をエネルギーの分散と考えることの代案として、電荷の分散を想定して、その動きに着目した計算法である。

分岐モデル減衰推定

Branch Model Attenuate Estimation (BMAE)

その要素

- ② : 端末及びコンセント (吸収点) : 電荷を吸収する。(反射率定義可能)
- : ノード (分岐点) : 電荷は 100% 分配され、分岐先には 均等に分配される。

シミュレーションの手順は

- (1) この端末／コンセントとノードを線で結合して、配線系統図を、作成する。
- (2) 送信端のコンセントに 1.0 の電荷を注入し、1 単位時間ごとに、電荷を以下の原則で転送する。端末・コンセントに到達した電荷は、吸収され蓄積される。ノードに集まった電荷は、接続されたノード／端末／コンセントに均等に分配する。
- (3) 途中ノード間では、電荷の反射が繰り返されるが、数十回単位の時間を経過すると、殆どの電荷が端末／コンセントに吸収される。
- (4) ノードの電荷が無視できる段階まで達したら、計算を停止し、蓄積された電荷量が到達電力として、減衰を計算する。

最初の単純な例を図 3. 19 に示す

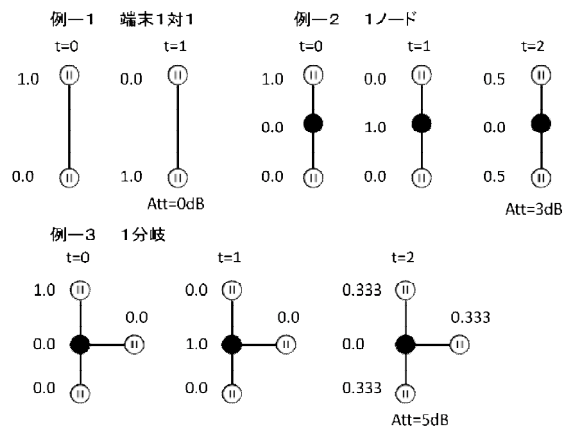


図 3. 19 BMAE の単純な例の時間推移

例 1 の場合、送信端の 1.0 の電荷が、全て受信コンセントに吸収されたので、減衰は 0dB。
 例 2 の場合、ノードは 2 方向に分岐し反射されるので、受信コンセントには、0.5 しか到達しない。減衰は 3dB。

例 3 では、ノードで 3 方向に分岐し、到達電荷は 1/3 しか届かず、減衰は 5dB となる。

次にノードの数が多複合分岐の例を図 3. 20 に示す。

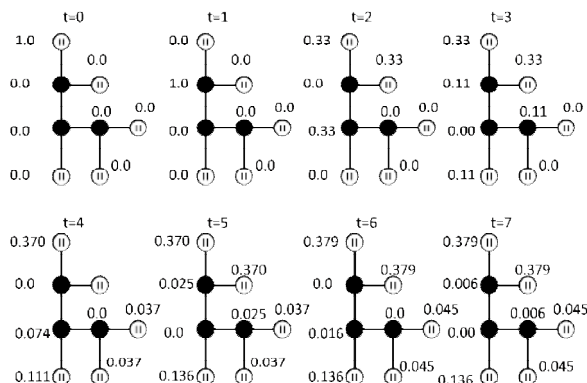


図 3. 20 複合分岐の例

この複合分岐の例を使って、計算方法を記述する、

BMAE 推定計算式

M：接続行列 NC(t)：時刻 t での端末／ノード電荷

TC(t)：時刻 t で端末蓄積された電荷

$$NC(t+1)=M*NC(t)$$

$$TC(t+1)=TC(t)+NC(t+1:terminal)$$

$$NC(t+1:terminal)=0$$

時刻 t で、端末／コンセント／ノードの電荷 NC(t)は、接続行列を掛け算することにより、分散され、結果として NC(t+1)に変化する。ただし、NC(t+1)の端末／コンセント電荷は、吸収されるので、TC(t)に加算され TC(t+1)に変化する。同時に NC(t+1)の端末／コンセント電荷は 0 にクリアされる。この操作を繰り返す。具体的に図 3. 20 の複合分岐の例で、M の構成と、NC,TC の初期値を図 3. 21 に示し、NC,TC の時間推移を図 3. 22 に示す。

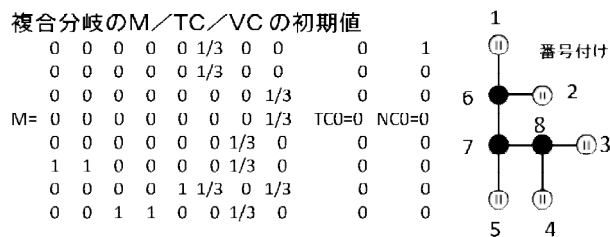


図 3. 21 複合分岐の接続行列と、NC, TC の初期値

複合分岐の場合の TC, NCの時間変化

TC0 NC0	TC1 NC1	TC2 NC2	TC3 NC3	TC4 NC4
0 1	0 0	0.3333 0	0.3333 0	0.3704 0
0 0	0 0	0.3333 0	0.3333 0	0.3704 0
0 0	0 0	0 0	0 0	0.0370 0
0 0	0 0	0 0	0 0	0.0370 0
0 0	0 0	0 0	0.1111 0	0.1111 0
0 0	0 1	0 0	0 0.1111	0 0
0 0	0 0	0 0.3333	0 0	0 0.0741
0 0	0 0	0 0	0 0.1111	0 0

TC5 NC5	TC6 NC6	TC7 NC7
0.3704 0	0.3786 0	0.3786 0
0.3704 0	0.3786 0	0.3786 0
0.0370 0	0.0453 0	0.0453 0
0.0370 0	0.0453 0	0.0453 0
0.1358 0	0.1358 0	0.1413 0
0 0.0247	0 0	0 0.0055
0 0	0 0.0165	0 0
0 0.0247	0 0	0 0.0055

図 3. 22 複合分岐での NC, TC の時間推移

接続行列は、接続される端末／ノードに電荷を均等に分散させるので、列方向の合計が 1 になるように、ノーマライズされている。

3. 4. 2. 3 PLCハウスのBMAEによる表現

BMAEの計算の準備として、作成したPLCハウスの全接続系統図を、図3. 23に示す。

PLCハウスの接続図の構成は

- ・ コンセントの個数：84
- ・ コンセント以外の端末：107
- ・ ノードの個数：164

ノードの内訳：分岐3以上の分岐点：85

分岐2の反射点：79、

(うちブレーカー：22、距離調整反射点：57) * (注1)

- ・ 接続行列の次元：355*355

- ・ シミュレーション対象 (双方向 p-p) $84*83=6972$

* (注1) 距離による減衰を調整する為に、ブレーカー 1 つにつき 1 反射点と配線上 7.5m 毎に反射点を置く。

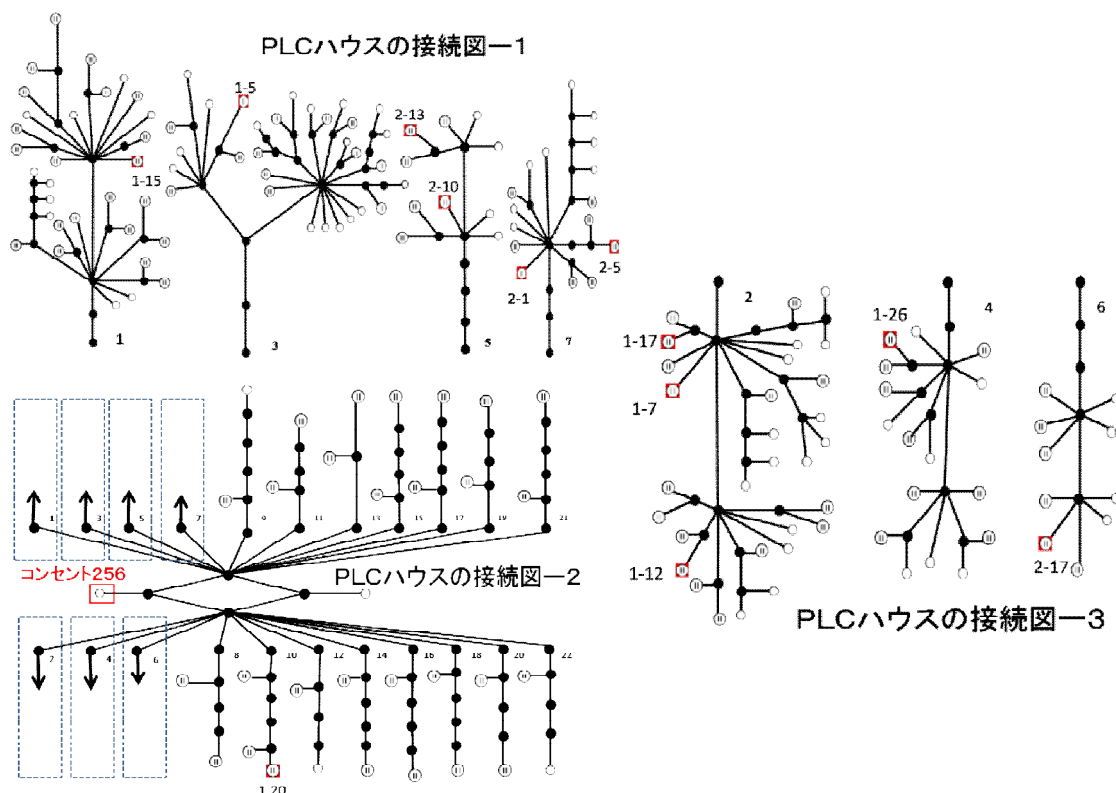


図3. 23 PLCハウスの全接続図

BMAEは分岐だけで、減衰を説明するのが原則であるが、ブレーカーでは、明らかにインピーダンス不整合による、反射が見られる。さらに、10m を越える配線は、どうして

も減衰が発生する。集中定数によるシミュレーションでも、配線の直列抵抗は $0.4\Omega/\text{m}$ で近似していることを考慮すると、10m で 4Ω 、20m で 8Ω あり、何らかの減衰効果を設定する必要がある。

ここでは、現実との整合性から判断すべきと考え、本論文では、2つの前提を仮定した。
 仮定1．ブレーカーには、2方向分岐の反射点を置く。
 仮定2．配線は7.5m 置きに、2方向分岐の反射点を置く。この2つの仮定が、理論的に正当であるかの議論は、本論文では議論しない。実測値に合うかを重視した。

3. 4. 3. PLCハウスのシミュレーション結果

3. 4. 3. 1 PLCハウスの減衰量分布推定

検証ハウス、84 コンセントの全ての組み合わせ、合計 6972 ペア(84*83)の減衰量分布を図3. 24に示す。

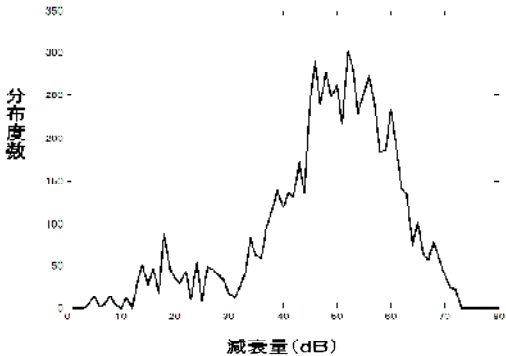


図3. 24 PLCハウスの減衰量分布BMAE推定

この推定値は、実測した13ペアの減衰値の分布とよく合致する。実測値とBMAE推定値を比較する。

TX	RX	ATT(real)	ATT(BMAE)
		dB	dB
1-17(2)	1-7(2)	13.2000	13.5811
1-17(2)	1-20(10)	45.3000	39.9740
1-17(2)	1-26(4)	39.3000	41.5125
1-17(2)	2-1(7)	44.9000	47.7632
1-17(2)	2-10(5)	49.6000	46.5727
1-17(2)	2-17(6)	53.6000	45.7069
2-1(7)	1-5(3)	51.6000	45.2212
2-1(7)	1-7(2)	45.3000	42.9920
2-1(7)	2-5(7)	18.2000	15.7534
2-1(7)	2-17(6)	50.1000	52.7899

2-10(5)	2-17(6)	45.7000	51.5994
2-1(7)	1-15(1)	48.8000	44.4114
1-12(2)	2-13(5)	63.7000	65.1673

この 13 個のデータ列の相関をとると、相関係数は 0.95481、最大誤差 7.9dB でまずまずの結果と言っている。その相関を図 3. 2 5 に示す。

3. 4. 3. 2 PLCハウスのビット速度分布推定

さらに、この減衰量分布を 2. 3 節の速度変換式で、速度に変換すると、図 3. 1 1 の PLC 検証ハウス速度推定分布となる。この速度分布では、2Mbps 以下の通信不可が 8.5% のペアで発生し、実際より少し低速度に偏っているが、次章で展開する中継にかんしては、適当な近似だと考えていい。

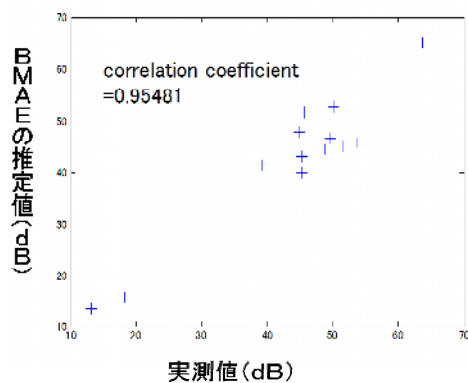


図 3. 2 5 実測値と BMAE 推定値の相関

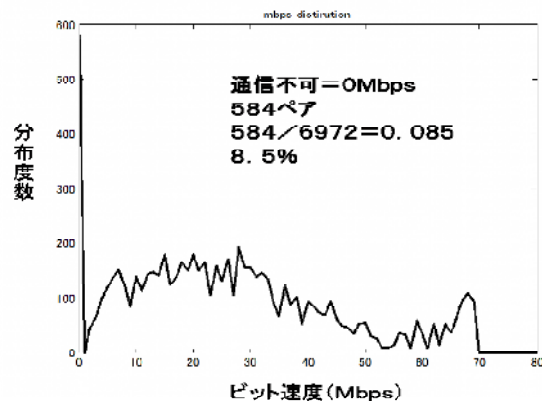
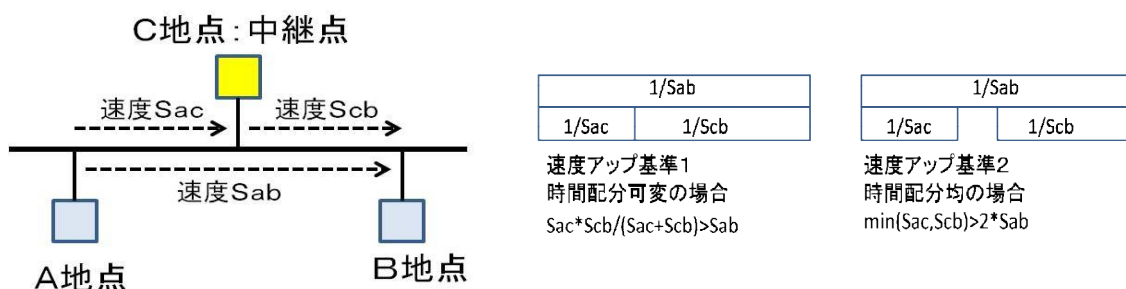


図 3. 2 6 ビット速度分布推定

3. 4. 4. 中継モデムの有効性検証

この節ではこの 6972 ペアの速度推定データを用いて、中継モデムの有効性を検証する。A 地点と B 地点が速度 (S a b) で通信ができている。C 地点を追加したとき、A 地点から C 地点に送信し、その後 C 地点から B 地点に送信することを、中継と呼ぶことにする。このとき、全体で速度がアップすれば、この中継を使う価値がある、とくに、8.5% のペアが、通信不可の場合、中継モデムを採用することで、どれだけ改善がされるかは、実用的にも、重要な課題だ。

3. 4. 4. 1 中継モデムによる速度アップ基準



基準 1 : $\rightarrow S_{ac} \cdot S_{cb} / (S_{ac} + S_{cb}) > S_{ab}$

1 単位 of データを S_{ab} の速度で転送すると、 $1/S_{ab}$ の時間を必要とする。C 地点で中継すると、 $1/S_{ac}$ と $1/S_{cb}$ の合計した時間を必要とする。この合計が $1/S_{ab}$ より少なければ、速度アップする。

基準 2 : $\min(S_{ac}, S_{cb}) > 2 \cdot S_{ab}$

P L C の場合、時間経過の中でビット速度が変化するため、時間配分は均等にする制御が現実的である。つまり、 S_{ac} と S_{cb} の内低い速度が S_{ab} の 2 倍の速度を必要とする。

3. 4. 4. 2 中継モデムによる速度アップ

あらかじめ、 84×84 の 2 次元配列に 6972 ペアのビット速度情報を BMA E 推定で用意する。6972 ペアの速度 S_{ab} に対し、各々 82 個の中継点が 5. 1 節の 2 つの基準で、速度がアップするかを判断する。その結果を図 3. 27 (基準 1) と図 3. 28 (基準 2) を示す。各々、黒線は中継なし、赤線は中継しても速度アップなし、青線は中継で速度アップしたものを表す。

基準 1 の場合、速度アップしないペアが 3392 ペアで S_{ab} が 21Mbps 以上。速度アップするペアが 3580 ペアで、通信不可が全て解消して、速度アップ後の最低速度が 16.8Mbps に向上する。

基準 2 の場合でも、速度アップしないペアが 4026 ペアで、 S_{ab} が 18Mbps 以上。速度アップは 2953 ペアで、アップ後の最低速度は、12.43Mbps という結果になった。

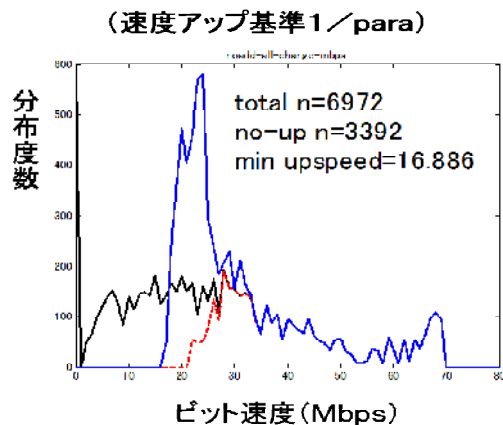


図 3. 27 基準 1 中継の速度アップ

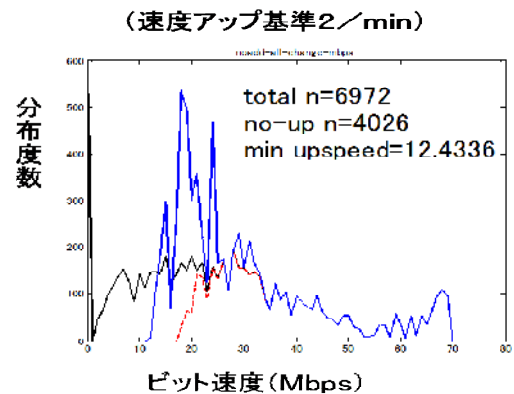


図 3. 28 基準 2 中継の速度アップ

3. 4. 4. 3 中継に適したコンセント配置

最後に、前節では既存のコンセント間の中継を論議したが、理想の中継点の候補として、全端末を中継点として計算すると、図 3. 23 に記載した配電盤近くの 256 番端末の位置にコンセントを新設するのが最適と判明した。コンセント 256 を加え合計 85 コンセントで速度アップ推定をおこなうと、同じ基準 2 の計算でも、図 3. 29 のように、速度アップ後の最低速度が 18.77Mbps までアップする。

また、このコンセント 256 を追加することにより、3740 ペアが、速度アップされる。このことはアップされないペアが 3358 あるので、 $3740 / (7140 - 3358) = 0.98889$ となり。

速度アップされるペアの内、実に 98.9% のペアがこのコンセント 256 で速度アップされることを意味する。配電盤近くに、中継モデムを配置する重要性が理解される。

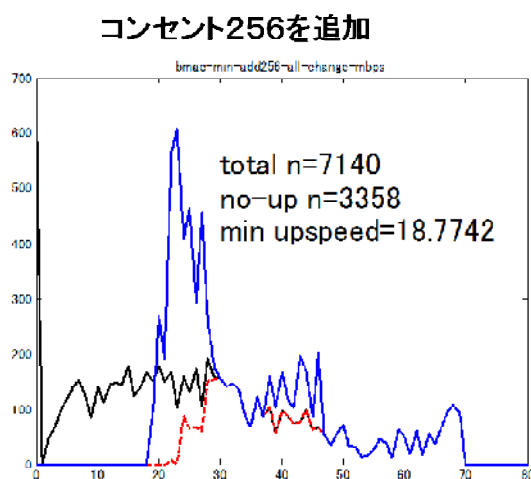


図 3. 29 コンセント 256 を追加した時の速度アップ

3. 5 第3章の結論

3章では、UDPレートを実際に測定すると共に、その劣化要因を分析した。劣化要因には、配線の特性による減衰と、個別家電機器が発生する雑音とに大別できる。双方の要因はあるものの、宅内の配線は多数のコンセントと多数の分岐で構成される。3. 4節では、この宅内配線全体のUDP速度分布をシミュレーションするために、BMAEという新方式を考案した。そして実際のPLC検証ハウスの配線図と実測データをもとに、そのBMAEの有効性を実証した。同時に、中継モデムによる通信速度の向上が有効であることを結論づけた。今後は、さらに実験データを積み上げると同時に、この論文では、追及できなかった、雑音の影響や、さらに実用的観点からも改良されうるシミュレーション方法を追求していく。

第4章 広帯域PLC上のネットワーク連携形 TCP高速化

4.1 はじめに

ホームのネットワークにおけるネットワークアプリケーションの大部分が、エンドツーエンドのデータ送信に Transmission Control Protocol(TCP)を使っており、複数のTCPフローがPLCネットワーク上で、しばしば同時に動作している。さらに、User Data Protocol(UDP)を利用する Voice over Internet Protocol(VoIP)アプリケーションは、同様に同時に動作している。したがって、この章の研究の課題は、広帯域PLC上で動作するTCP(または共存しているUDP)の end to end のフローレベル性能を解明し、性能を改善するための仕組みを提案することである。

いままで、PLCネットワークについてのパケットレベル(すなわち、フィードバックを行わないUDPフロー)の性能は、実験的に、または、分析的に研究されてきたが[14][15][16][17][18][19]、PLC上のTCPデータ伝送のフローレベル性能が、劣悪な環境要因を考慮してどのように変化するか、について焦点を当てた研究はほとんどない。たとえば、いくつかの研究はPLC[20]上での、TCP性能に焦点を当てているが、いろいろな劣悪な環境要因を調査していない。この章では、宅内で特徴的な20の雑音環境で実モデルを動作させ、エラーパターンを調査した。

広帯域PLCモデムは、物理層(PHY)とメディアアクセス制御(MAC)データリンク層による専用のエラー回復システムをもっており、TCP層とは独立に動作する。第4.2節で、広帯域モデム内部の階層構造を説明し、第4.3節では、広帯域PLCモデム間での典型的パケット再送メカニズムを説明する。第4.4節では、送電線上での時間変動パケットエラーレートパターンに関する情報を実験的に取得し、その情報によって駆動されるNS-2ネットワークシミュレータ[21]上の新しいモジュールを開発した。

我々の知る限りでは、これは、いろいろな環境エラーパターンで、広帯域PLCモデム間での専用パケットレベルデータ伝送とエラー回復をフローレベルでシミュレーションできる最初のネットワークシミュレータである。シミュレータの妥当性は、現実のPLCネットワーク上での実験から得られるフローレベル性能とパケットエラーレートパターン情報を用いてシミュレーションを行い、そのフローレベル性能の結果と実測値を比較することによって実証した。次に、第4.5節において、我々は、標準のTCP送信レート制御で生じている問題に取り組む。元来、現実の動作しているPLCモデム間のフロー単位のレートを推定することは難しい。特に複数TCPフロー同士やTCP/VoIPフローが共存する場合は困難であった。TCPプロトコルそのものに如何なる変更を加えることなくこの課題を解決するために、クロスレイア機能を利用したTCP送信レート制御手法を

第4.5節で提案する。その手法とはPLCモデムにおいて通過するパケットのTCPヘッダー内の広告ウィンドウ（A w n d）フィールドを修正するものであり、その数値はround-trip delay とPLCモデム間のSDUレートを推定することで決定している。

次に、第4.6節において、開発されたシミュレータで得られたシミュレーション結果によって、提案手法の有効性を示す。そして、第4.7節ではこの章の取り組みの結論を述べる。

4.2 広帯域PLCの階層構造

写真4.1は、ここで広帯域PLCとして使用したHD-PLCモデムである。PLCモデムは、一般的に2つの線で接続される。ひとつは、電力供給とPLC通信を提供する電力線に接続され、他の一つは、情報ターミナルまたはルータ／ゲートウェイへのイーサネットケーブルである。HD-PLC上の最大PLCデータレートは、190Mbps である。このとき、PLCデータレートとは変調方式が持つデータシンボルの最高速度を意味しており、後述するPDUレートとは異なり、瞬間最大速度を意味している。HD-PLCは半二重通信方法を基本とし、100Mbps のイーサネット伝達速度を持つTCP/IP[22]を伝送するのに十分である。

PLCモデム機能階層は、図4.1に示されている。PLC内部は、物理層（PHY）とメディアアクセス制御データリンク層（MAC）の2つの層に機能は分割される。PLCモデムは、TCP/IP層の機能を含まない。しかし、特別な目的のために、PLCモデムは、上位層であるTCP/IPパケットの内容を認識しそれを制御可能な、クロスレイヤー機能を有する。

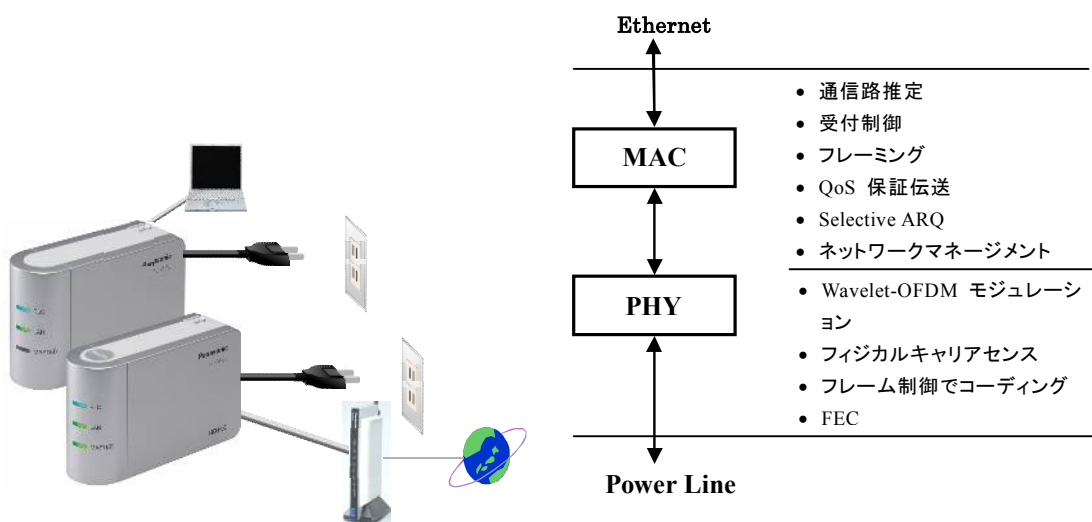


写真4.1 HD-PLCモデム

図4.1 HD-PLC機能層

4. 3 広帯域PLCの物理層/MAC層内でのエラー回復システム

ここで、PLC（図4. 2）に関連した機器/デバイスの名称を定義しておく。左の装置をセNDERと呼ぶ。それは端末（例えば、PC）または中継デバイス（例えば、ルータまたはスイッチ）である。右の上の装置をレシーバーと呼ぶ。それはセNDERと同様な端末または中継デバイスである。中央の2台のデバイスは一对の広帯域PLCモデムであり、電力線に接続されそれを通信路として使用している。双方の広帯域PLCモデムは、イーサネットケーブルによってセNDER/レシーバーに接続されている。

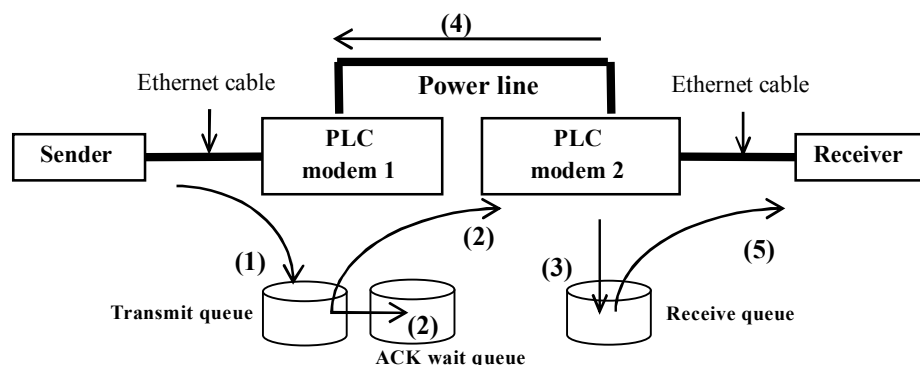


図4. 2 PLCの接続システムと内部キュー

4. 3. 1 広帯域PLCのPDUとSDU

IEEE P1901標準は広帯域PLCモデムの物理層とデータリンク層を定めていて、その最大PLCデータレートは190Mbpsである。利用されるデータ伝送システムは、無線プロトコルと異なるが、そこでのデータ転送単位は名称を統一し、Ethernet上のMACフレームとして定義されるデータユニットを、Service Data Unit (SDU) [23]と呼ぶ。また双方の広帯域PLC間のデータユニットは、物理層で定められる Protocol Data Unit (PDU) と呼ぶことにする。PDUバイト長は、SDUバイト長と同じでない。広帯域PLCは、半二重伝送構成を利用する。セNDER側PLCモデム1とレシーバー側PLCモデム2は、交互に信号を送る。

PLCがもし、1つのPDUで1つのSDUを送るとすると、SDUの最大限バイト長は、1500バイトであり、190MbpsのPLCデータレートでは、わずか63μ秒である。そのうえ、広帯域PLCは、正しいOFDM変調のシンボルタイミングを転送するためにPDUの上に「プリアンブル」と呼ばれているビット同期信号を送出する必要がある。プリアンブル、それは11のシンボルから成り、更に1つのTMIと8つのFCHが必要で160μ秒を必要とする。1つのSDUが1つのPDUに割り当てられるならば、プリアンブルオーバーヘッドタイムは70%を超える。非効率性を避けるために、最高31のSDUを連結して、1つのPDUで送信する。一回のPDU伝達のための時間は2.1m秒に増大し、プリアンブルオーバーヘッドは190MbpsのPLCデータレートであれば7.5%まで減少する。

しかし、これには制約があり、1つのPDU時間は、電力線で発生しやすい10m秒毎の

バーストノイズを想定しているので、5m 秒未満としている。計算すると、P L Cデータレートが 75Mbps 以上の場合はこの制約を受けない。75Mbps 以下でこの 5m 秒の制限が働く。31 個の S D U連続伝送は、その A C Kも 31 の連続T C P-A C Kとなり、T C P送信の効率化には影響が大きい。

次に、信号方向の切り替えメカニズムを記述する。P L Cモデム 1 がP D Uを送り終わったら、50μ 秒のサイレント待ち時間後に、P L Cモデム 2 は、以下に説明する P L C-A C Kを即座に返さなければならない。

P D UとP L C-A C Kは、常に一対の手順として完結している。P L C-A C K反応の後、衝突回避メカニズムが実行されます。これはC S M A / C Aでのキャリヤーセンスマルチプルアクセスとは異なる。複数のP L Cモデムが接続された場合、マスターP L Cモデムは、ユニークな番号を各々のスレーブP L Cモデムに割り当てる。送信プライオリティはこの番号の若い順に整列され、1 つの手順が終わったあと、プライオリティはラウンドロビン方式で回転する。2 台のP L Cモデムだけが接続されていれば、P L Cモデム 1 が 1 つのP D U送信を完了したあと、ただちにP L Cモデム 2 が次のP D U送信を開始する。送信権が回ってきたタイミングで、P L Cモデム 2 が送信すべきS D Uを持たないならば、200μ 秒サイレント期間後に、送信権はP L Cモデム 1 に戻る。

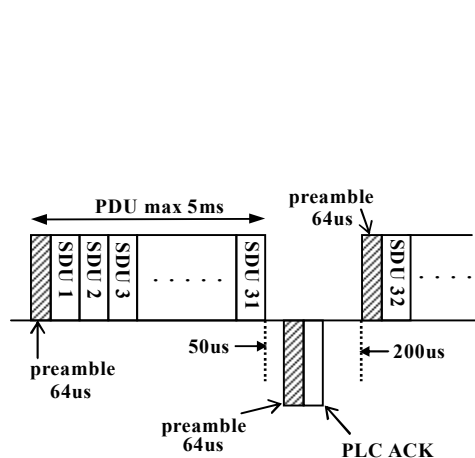


図 4. 3. P D U、S D U、P L C-A C K

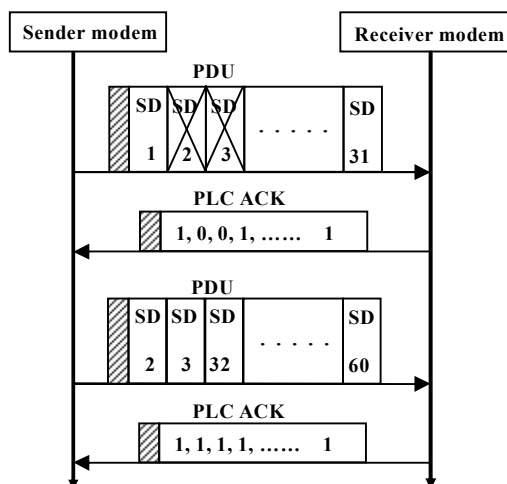


図 4. 4. 再送 S D U

4. 3. 2 広帯域P L Cのエラー回復メカニズム

この節では、広帯域P L C物理層に定められたエラー回復メカニズムの詳細を提供する。図 4. 2 は、広帯域P L Cモデムに存在している 3 本のキューを示す。左のキューは、送信キューと呼ぶ。それは、イーサネット経由で送信者から受け取られるS D Uを保存する中央のキューは、A C Kキューと呼ぶ。それは、A C KがP L Cモデム 2 からまだ受け取られていないS D Uを保存する。この 2 つのキューは、P L Cモデム 1 にある。P L Cモデム 2 にある右のキューは、受信キューと呼び、P L Cモデム 1 から受信したS D Uを保

存するバッファである。レシーバーに渡す前にSDUを整列させる働きを持っている。

SDU再送機構を、図4. 3と図4. 4に示す。PLCモデム1は、最大31までの数までSDUで構成されるPDUを最初につくる。PDU時間が5m秒を越えれば、SDUの数は制限される。他方、PLCモデム2はPDUを受けた後にSDUを分解して、どのSDUが正しく受け取られたかをチェックする。次に、PLCモデム2は、すべての伝送されたSDUの状態を知らせるために、PLC-ACKをPLCモデム1に送り返す。PLC-ACKは送られたSDUの各々と一致するビットフィールドを持つ、受信できたSDUに対応したビットは1に、受信できなかったビットを0にして返信する。たとえば、2番目のSDUが正しく受信できない場合、PLCモデム2はPLC-ACKのフィールドで2番目のビットをクリアして、それを送り返す。クリアされることはPLC-NACKを意味する。PLCモデム1がPLC-ACKを受けとると、PLCモデム1は送信キューから新しいSDUを用いて新しいPDUをつくる。反対に、PLC-NACKの場合、PLCモデム1は、すぐにPLC-NACK状態のすべてのSDUをACKキューから取りだして新規のPDUを作成し、新しいSDUを送る前に再送する。この再送は3回まで行われ、4回以上PLC-NACKとなると、そのSDUは廃棄される。

前のPDUの中の失われたSDUの数だけ、送信される新規のSDUは減少する。特にひどい状況の下では、各々のPDUは再送信されるSDUによって占められるので、新しく送信するSDUの数は本質的に減少する。

4. 4 広帯域PLCシミュレータの開発と検証

NS-2ネットワークシミュレータは、ネットワーク内でパケットレベルの詳細な行動をシミュレートできるイベント駆動方式のネットワークシミュレータであり、ネットワーク研究者により広い範囲の目的に使われている。NS-2は無料で利用でき、現在、国防高等研究計画局（DARPA）とアメリカ国立科学財団（NSF）に援助された、いくつかのプロジェクトで開発／メンテナンスされている[21]。

広帯域PLCは、宅内の雑音の影響で速度が変化することは、第3章で説明した。この節では、我々は新しく開発するシミュレータのための予備的な測定実験について報告する。前節で記述されたPLC-ACKメカニズムを組み込んで、PLC上のフローレベルTCP性能を研究するために、NS-2ネットワークシミュレータに新しいモジュールを追加した。そのモジュールには、実際のPLCモデムを動作させた時に観測されたSDUエラーレートとPDUレートの情報が必要となる。そのために、種々の雑音環境で通信し、PLCモデム間のSDUエラーレートとその時点のPDUレートを測定した。

ここで定義するPDUレートとは、PLCデータレートとは異なりプリアンプルオーバーヘッドも加味したPDUの転送速度を意味し、PLCデータレートより低い速度である。得られた情報は、ノイズ源と回線減衰量の組み合わせで出来たテーブル上にマップして、PDUレートとSDUエラーレートが記録される。NS-2-PLCシミュレータは、ノイ

ズ源と回線減衰量が指定されると、そのPDUレートとSDU誤り率を用いてフローレベルシミュレーションを実行する。実際のノイズ環境を反映したフローレベルシミュレーションが、これにより可能になった。

4. 4. 1 エラーレートパターンの測定

我々は、本物のPLC製品を使用している実験を通して、いろいろな状況、たとえば、信号レベルの減衰とインピーダンス変動を伴うノイズ源の下で、PLCのSDUパケットレベルエラーレートとPDUレートを測定した。実験環境は、図4. 6に示す。

セNDER (Linux/NewReno+Sack) [24]とレシーバー (Linux/NewReno+Sack) は、PLCモデム1とPLCモデム2 (Panasonic BL-PA510) によって互いに通信する。最初に、電力線に表4. 1にリストしたいろいろな環境を設定した。4種類の出力レベル減衰 (15/35/45/55dB) と5種類のノイズ源機器 (携帯電話用充電器、光インバータ、電球、ハロゲン灯とノイズ源なし) である。ただし、3つのケース、55dB減衰時のインバータ雑音、45dBと55dB減衰時のハロゲン雑音の場合は、TCP接続は確立できなかった。

SDUパケットエラーレートは、図4. 5のように、電源周波数に同期した時間変動をする場合がある。

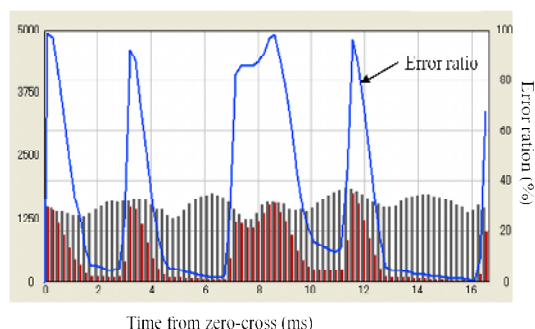


図4. 5 電球型蛍光灯のエラーレート変化：att. = 45dB

この状況をシミュレーションに反映するため、シミュレータのもつ時計時間に依存してSDUパケットエラーレートが変化するように、プログラムされている。このエラーレートは16.6m秒周期内で発生頻度が変化する。

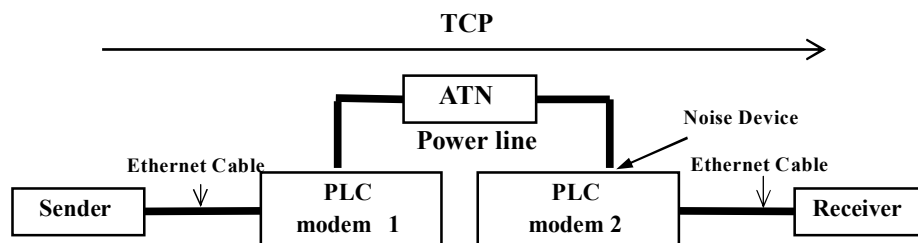


図4. 6 リアル環境でのデータ収集システム

表 4. 1 雑音環境の20の組み合わせ

ノイズ源 減衰	ノイズ無	充電器	電球型 蛍光灯	インバータ	ハロゲン
15dB	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes
35dB	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes
45dB	Yes	Yes	Yes	Yes	No
55dB	Yes	Yes	Yes	No	No

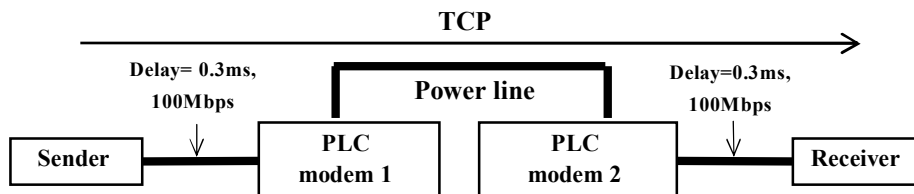


図 4. 7 シミュレーションシステム

4. 4. 2 実モデム実験とシミュレーションとの比較

我々の新しく開発されたシミュレータの動作確認の為、観測したSDUEラーレートとPDUレートに基づきシミュレータが出力するTCPスループットと観測した実モデムを使用したときの、TCPスループットを比較する。実モデムでのネットワークの接続形態は図4. 6に示し、シミュレーションでのネットワーク接続形態は図4. 7に示す。実験とシミュレーションの両方を通して、我々は1500バイトのTCPパケットを使用して、セNDER側のウインドウサイズ (wnd)とTCPスループットをシミュレーション上で観測して、実モデムのwndとTCPスループットと比較した。

TCPでのwndは、ACKパケットの受信なしで送ることのできるデータの最大量を示しS-R双方のキューサイズにも依存するが、TCPスループットを極限まで上げるために、セNDER側で制御される。ただし、レシーバー側が宣言する広告ウインドウサイズ (awnd)を超えることはできない。cwndはセNDER側が想定し絶えず変化するウインドウサイズであり、awndはレシーバー側の能力を表している。実モデムでTCPスループットwndを観測するために、各々Iperf [25]とWeb100 [26]を使用した。

すべてのケースを実験して、ここでは典型的な例として、15dB減衰でノイズのない環境（良好な環境）と45dBでインバーターノイズ環境（ノイズ環境）でのシミュレーションと実験の結果を示す。

まず、良好な環境での実モデム性能は図4. 8に、そしてシミュレーション結果は図4.

9に表示する。双方のシステムの挙動はほぼ同一と判断できる。

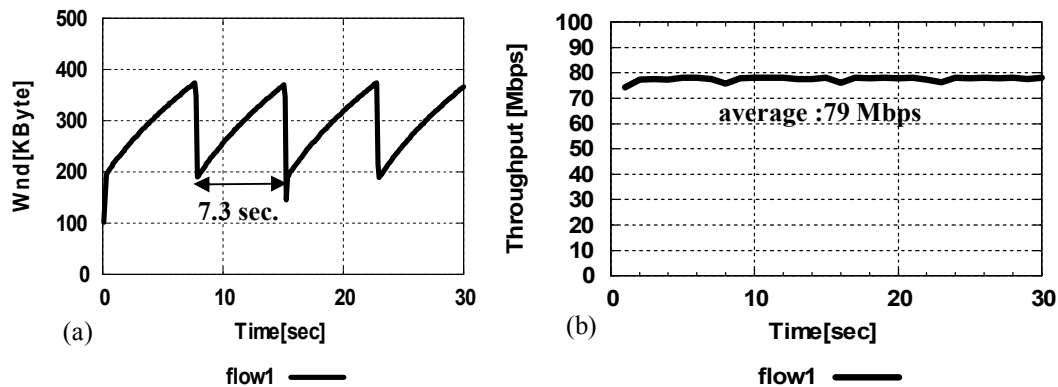


図4. 8. 実モデム,良好な環境:(a)wnd , (b) TCPスループット

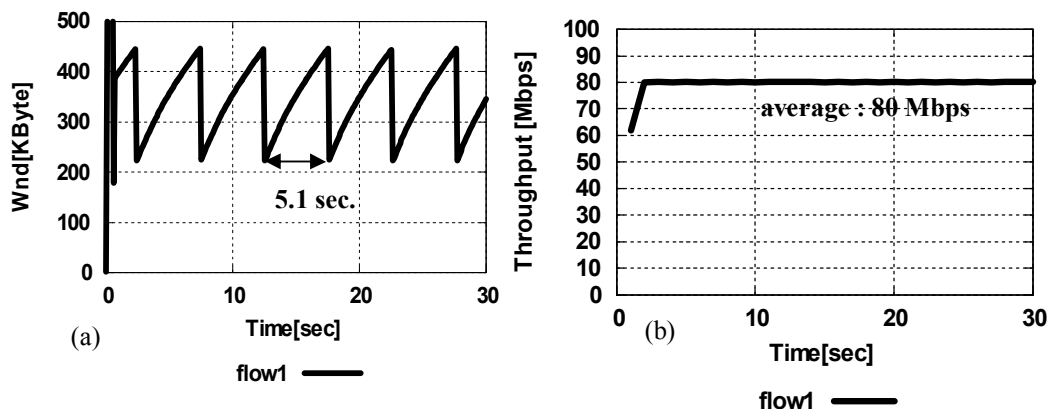


図4. 9. シミュレーション,良好な環境:(a) Wnd、 (b) TCPスループット

図4. 10にはノイズ環境での実モデムデータ、図4. 11には、ノイズ環境でのシミュレーションデータを示す。特にWndの最大値とパケットロスに起因する、Wndが半減する周期は、極めて類似しているのと、安定したTCPスループットもほぼ同一であり、シミュレーションは、実モデムと相関が取れていると判断できる。このノイズ環境は、一つのPDU内部で複数のSDUが再送されていることを実モデムでも、シミュレーションでも確認した。その証拠に、図4. 10 / 11の中のWndの増加速度は、良好な環境で得られる値と比較して、顕著に低い。

さらに注目すべきは、Wndの最大値である。良好な環境であれ、ノイズ環境であれ、およそ380当たりで、パケットロスの為に半減しWndの増加傾向は一定していて変動が少ない。これはSDUの紛失が、パケットの回線上でのロスではなく、PLCモデム1の送信キューのオーバーフローであることが解る。回線上でのパケットロスであれば、Wndの増加速度は一定にならない。言い換えればノイズ環境でも、PLC-ACKの機構が

働き、TCPパケットのロスに至っていないと判断できる。これらの結果から、シミュレーションの正当性が確認された。

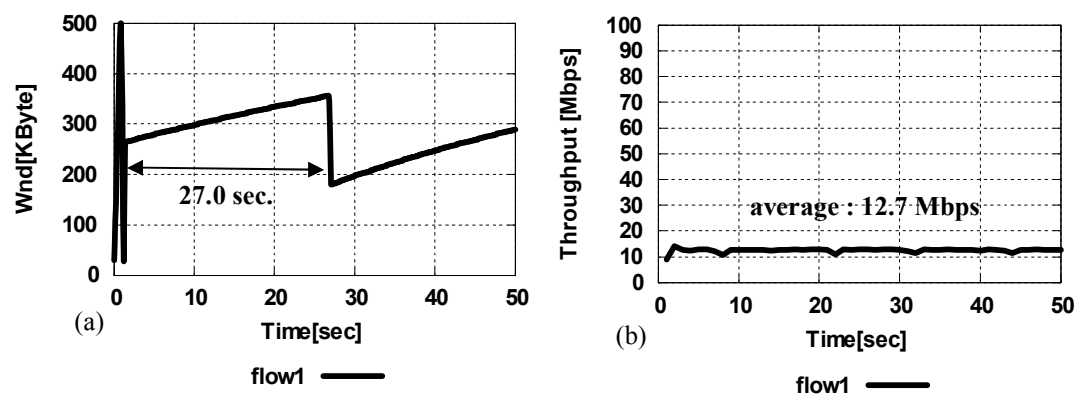


図 4. 10. 実モデム,ノイズ環境,(a) Wnd,(b)TCPスループット

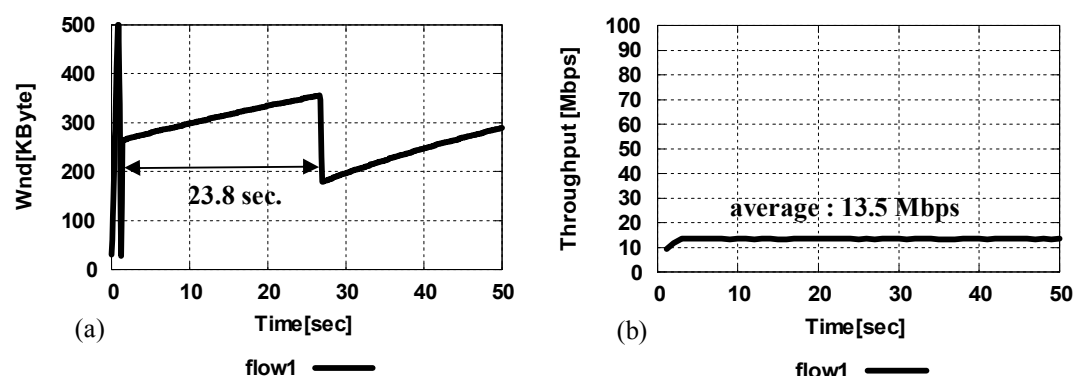


図 4. 11 シミュレーション、ノイズ環境、(a) Wnd, (b)TCPスループット

4. 5 並列フロー制御

4. 5. 1 TCP/TCPフローとTCP/VoIPフローの共存問題

(1) 2つのTCPフロー

この節では、2つのTCPフロー (flow1とflow2) の共存問題を扱うが、特にノイズ環境 (図 4. 12) で共存するシナリオに焦点を当てた。我々はセンダー1とPLCモデム1の間の伝播遅延が5m秒であり、そして、センダー2とPLCモデム1間の伝搬遅延が10m秒であると仮定した。なぜなら、ホームネットワークにある2つのクライアントPC (レシーバー) はインターネット上の異なるネットワークに属しているサーバー (センダー) に接続するからである。このシナリオでは、バランスのない性能問題を実例とするために、TCP-flow2はflow1がスタートして10秒後にコミュニケーションを開始すると仮定する。TCPのパケットサイズは1500バイトである。

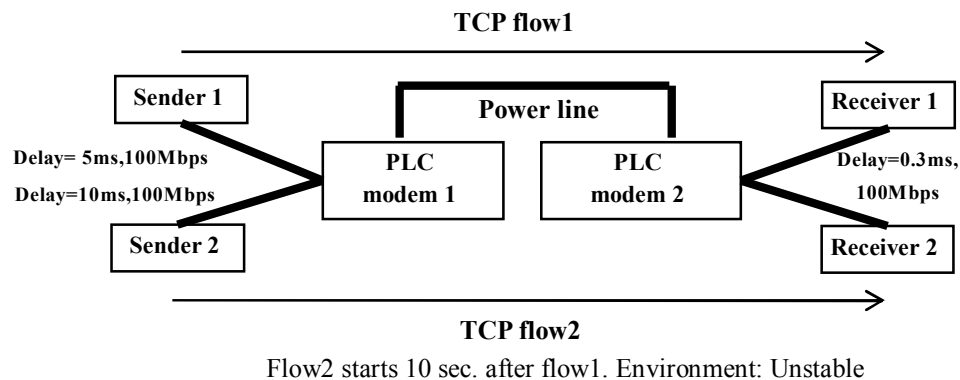


図4. 12 ノイズ環境での2つのRTTが異なるTCPフロー

ノイズ環境でRTTが異なる2つのTCPフローが競合した場合のシミュレーション結果を図4. 13 / 14 / 15に表す。図4. 13のWndは、実線がセNDER 1、破線がセNDER 2を表す。図4. 14のTCPスループットは実線がレシーバー 1を、破線がレシーバー 2を表し、図4. 15キュー長は2つのTCPフローが共通に使用するPLCモデム1の送信キュー長を表示している。

図4. 13で示すように、flow 2はコミュニケーション開始後のスロースタートからすぐに輻輳回避フェーズにシフトしている。この図のように、flow 1が非常に長い期間Wndを高い値に維持する間は、flow 2のためのWndの増加する速度は制限される。また、図4. 14でも示すように、flow 2がコミュニケーションを始めた後でさえ、flow 1は比較的長い期間でも高いスループットを達成する。そのためflow 1とflow 2間の配分はアンバランスなまま維持される。WndとTCPスループットに関してアンバランスの原因をはっきりさせるために、PLCモデム1の送信キュー長を調べた。PLCモデム1の送信キュー長は、常に高い値（60%を超える）を保持している（図4. 15）。図4. 13と図4. 14を比較すると、10秒までの間はflow 1が送信キュー長を占有しており、その結果、flow 2への割り当てが少ないため、コミュニケーションの始まり直後のキューがオーバーフローし易く、flow 2は非常に速く輻輳回避フェーズに入る傾向がある。そのうえ、キューに入れられたフレームは必然的に、非常に長いキュー遅れを受けるので。双方ともWndの増加している速度は非常に制限される。

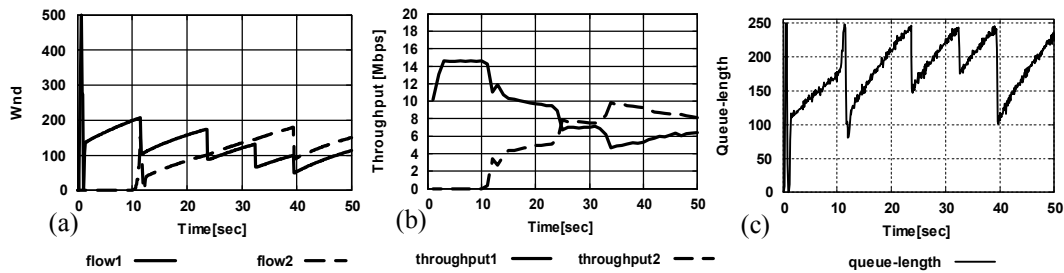


図 4. 13 既存手法による 2 TCP フロー： (a) Window

図 4. 14 既存手法による 2 TCP フロー： (b) TCP スループット

図 4. 15 既存手法による 2 TCP フロー： (c) モデム送信キュー長

(2) 1つのTCPフローと2つのVoIPフロー

次に、1つのTCPと双方向VoIPフローが同じPLCネットワーク（図 4. 16）の中に存在するケースに、焦点を当てる。我々は、この場合、セNDER 1 と 2 およびレシーバー 1 と 2 は宅内で稼働し（ホームネットワークに限定）てあり、インターネットまでは広げられてないものと仮定する。セNDER 1 とレシーバー 1 は双方向VoIPを使用し、セNDER 2 とレシーバー 2 の間は、TCPで通信している。この場合のPLCモデム 1 とセNDER 1 / 2 間の伝搬遅延は0.3m秒、同じくレシーバー 1 / 2 とPLCモデム 2 の間の伝搬遅延も0.3m秒に設定した。また各々のVoIPフローの packetsize は160バイトである、そして、packet interval は20m秒に設定しVoIP転送レートは64kbpsで固定した。このとき、VoIP-flow 1 は、TCPフロー（図 4. 16）と同じ方向に流れるので、VoIP-flow 1 packets とTCPフロー packets は同じPLCモデム 1 送信キューに保存される。そのため、VoIP-flow 1 のend to endの遅延がPLCモデム 1 の大きなキュー遅れのため、100~200m秒の間を上下することになる(図 4. 17)。対照的に、PLCモデム 2 の送信キューは共存するTCPフローの packets がレシーバー 2 からセNDER 2 に返信される小さいサイズのTCP-ACK packets だけなのでVoIP-flow 2 は長い遅れを受けず10m秒程度で収まっている（図 4. 17）。エンドツーエンドのVoIP-flow 1 は、ITU-T Recommendation Y.1541 [27]に基づく、QoS基準の種類0を満たすことができない。

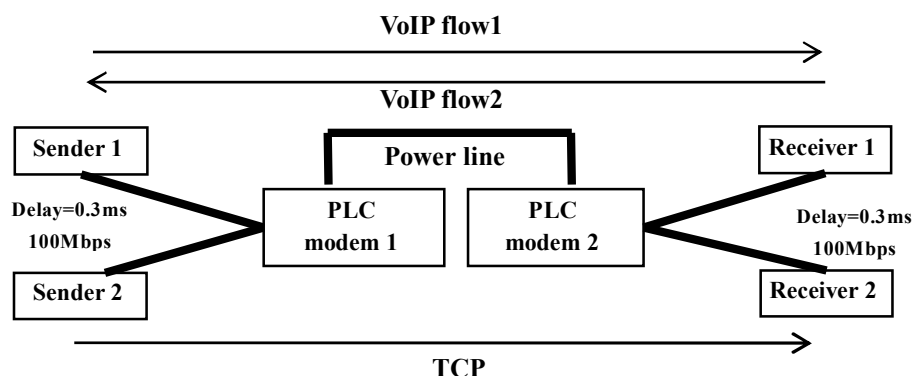


図 4. 16 ノイズ環境でのTCP/VoIPの3フロー

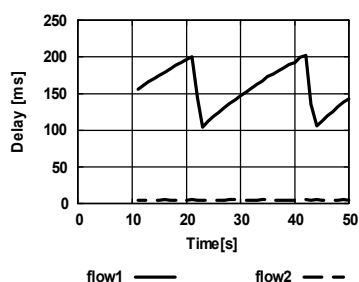


図 4. 17 TCP/VoIP/VoIPの既存手法でのVoIPパケット遅延

4. 5. 2 PLCネットワークに適したTCPレート制御手法

4. 4. 2節のシミュレーションを観察して、我々は、ノイズ環境でさえ、送信キューオーバーフローが無ければ、SDUはロス無く送られることを確証した。なぜなら、PLCモデム間でPLC-ACK機構で繰り返される再送が働きTCPのセNDERとレシーバー間では検知されない。TCPセNDERはTCPレシーバーから受けとるTCP-ACKパケットに応じてWndを増やすので、Wndの値は、PLCモデム(図4. 11)間で頻繁にSDUが再送されても徐々にしか増加しない。

ところで、TCPが例え、TCP-ACKを返す頻度に基づいて、エンドツーエンドの経路(図4. 15)における、ボトルネック帯域幅に適応するend to end制御をしたとしても、PLCモデム1の送信キューの長さは周期的にその最大限に達する。この状況下では、総スループットが高いとしても、各フローは長い遅延を保持し続け、それが前節で説明したTCPフローとVoIPフロー間に性能のアンバランスが発生することになる。

他方、PLC上のスループット性能を最大にするためには、PLC-PDUは連結して最大サイズをつくる必要があり、送信キューの長さはあまり短くできない。ここで、PLC上の制約条件に応じた、新しいネットワークをサポートするTCPレート制御手法を提案

する。この方式は、送信キュー長が大き過ぎたり少な過ぎたりしないよう、PLC上の伝達状態に応じてTCPセnderのWndを適切に決定する方式である。

TCPプロトコルの規定に従えば、TCPフローのレシーバーはTCP-ACKを返送する際はいつでも、レシーバーのバッファ容量を告知する目的で、セnderにフローのawnd（広告ウィンドウサイズ）を知らせている。これは、awndがcwndより小さい場合にのみ、セnderのWndはawndにセットされるので、レシーバー側からセnderのWndを制御することにより、レシーバー側がフローを制御する手段となる。我々の提案する手法は、この方法を別の目的のために利用するものである。提案する具体的な方法とは、レシーバーがセットしたawndが、PLCモデム1で計算した望ましい値がより大きい場合だけ、PLCモデム1は各々のTCP-ACKパケットのawndの値を修正するという方法である。それはPLCモデム1がセnderのWndを制御する安全な方法であり、関係するTCPプロトコル/ソフトウェアのどんな変更も必要としない。

望ましいawndの値は、PLCモデム1の送信キュー長とTCPフローの往復移動時間(RTT)に応じて適応的に決定される。いままでも、TCP-ACKのawndを通信中に修正するTCPレート制御の概念がすでに提案されている[28]。たとえば、WCDMAのような特定の環境で再送効率を改善するために使用されていた[29]。我々の手法はいくつかの点で類似しているが、PLC環境でリソース共有の特定問題を解決するという目的が異なる。

我々は以前、ネットワークをサポートするTCPレート制御の実験的な手法を報告した[30]。しかし、以前の手法は、ホームネットワーク内のTCPフローが同じRTT値であるような、暗黙のうちに均一なネットワーク/状態を仮設していた。この論文では、もっと一般的な条件のネットワークにも適用可能な方法を展開する。

提案した手法は、3つの重要な機能を含む。(a)セnderとレシーバー間のRTTの評価、(b)推定されたRTTに基づく適切なawndの計算、そして(c)ネットワーク状態の変化に対応するawndのダイナミックな計算アルゴリズム。なお、説明を単純にするため、ここではwnd, cwnd, awndはバイト数ではなく、パケット数で記述するとみなす。

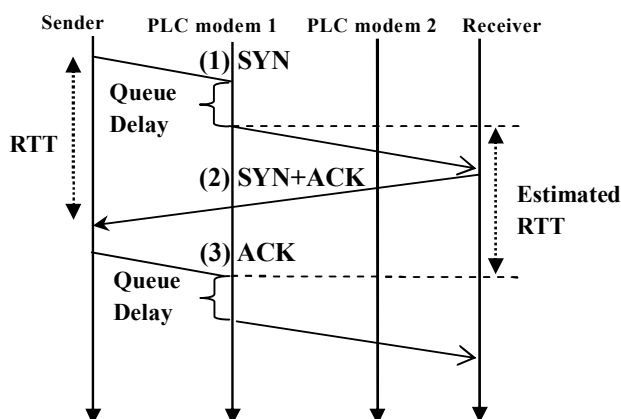


図 4. 18 RTTの評価

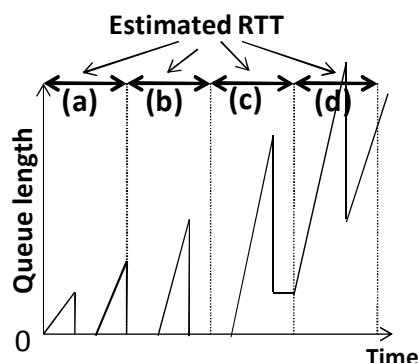


図 4. 19 キュー長とRTT推定値

(a)に関しては、一般的に中間点(例えばPLCモデム1)でのあるフローのRTT計算は、単純でなく、高度な方法[31][32][33][34][35]を必要とする。しかし、TCP接続の最初の確立で、PLCモデム1は、スリーウェイハンドシェイクシーケンス期間中の、2つの前方向パケットを用いてセnder側RTTを計算することができる。1つは前方向のSYNパケット(図4.18の(1))、2つ目は逆方向のSYN+ACKパケット応答する前方向のACKパケットである。PLCモデム1はセnderから送られるSYNパケット

(SYN_time)とACKパケット(ACK_time)の受付時間を記録して、(ACK_time) - (SYN_time)で、2つの受付時間の間の違いに基づくRTTを推定する。

次に、(b)のために、この手法は、RTT推定値から必要なawndを決定し、複数のTCPフローに割り当てる送信キュー長の合計が適切な長さになるよう制御する。まず、PLCモデム1はRTT推定値の期間内に送信されたすべてのSDUの数Cを計算し、その間、送信キュー長をモニターする。TCPコミュニケーションにおいて、Wnd(送られたデータの量)の始めは非常に小さく、次のスロースタートフェイズで急激に増加する。したがって、図4.19で示すように、他のフローが共存しないならば、送信キュー長はしばらくすると周期的にゼロに落ちる。しかし、この送信キュー長のピークはwndが増加するごとに長くなる。我々の手法では、キュー長がRTT推定値(図4.19の(d))の範囲内でゼロに落ちない時、レート制御メカニズムが動き出す。図4.19の(d)で計算されるCが、望ましいawndとして使用される。つまり、そのフローに適量なデータ量として許可される。PLCモデム1は、受信したTCP-ACKパケットのawnd値をCに書き直して(Cがパケットのawndの値より小さいならば)、セnderに知らせる。その結果、TCPセnderは、通知されたawndから適切なwndを決定する。

2つ以上のTCPフローが共存する場合は、PLCモデム1はそれらのフローが送信キューを均等に共有するため、各フローのend to endのRTTの違いを考慮することで、各々

のTCPフローの $awnd$ を決定しなければならない。

最後のN番目のフローが始まる時、PLCモデム1はそのフローのRTT内で転送されたSDUとそれぞれのフローのRTTの逆数に比例し、N番目のフローの望ましい $awnd$ を計算する。

$$Awnd[N] = Sample_awnd[N] \times \frac{1/RTT[N]}{\sum_{i=1}^N 1/RTT[i]}$$

Sample_awndはN番目フローのRTTの範囲内に送られたSDUの数である。具体的には $awnd$ は以下で説明するダイナミックなアルゴリズムで維持される (c)。

(a)で述べたとおり、提案した手法は、TCP接続セットアップ時間だけでフローのRTTを推定する。しかし、RTTはコミュニケーション期間の間にいくつかの要因（例えば、ルート変化とネットワークの混雑）に応じてダイナミックに変動するので、評価エラーは避けられない。したがって、(c)の段階で、PLCモデム1は、以下のように送信キュー長の配分の変化に応じて、 $awnd$ をダイナミックに適応変化させる必要がある：

L:現状の1PDU内の最大SDU数、

N:共存しているTCPフローの数、

Queued_pkt [i] : 送信キュー残っているi番目のフローのSDU数。

If Queued_pkt [i] > L/N

Awnd [i] = Awnd [i] - 1/ (L/N) ;

else if Queued_pkt [i] < L/N

Awnd [i] = Awnd [i] + 1/ (L/N) ;

end

フロー i の望ましい $awnd$ は、Awnd[i] を切り上げ処理することによって決定される。この演算により、 $awnd$ は Queue_pkt [i] が L/Nあたりに収束するように連続的に調整される。

4. 6 提案した手法の性能評価

(1) 2つのTCPフロー

我々は第4.5.1節(1)と同じノイズ環境を使い、ここで提案した手法の性能を調べた。そこでは、2つのTCPフロー (flow1とflow2) は、同じPLCネットワークシステム上で共存しているセNDERとレシーバーの間で確立さ、そして、TCP-flow2はTCP-flow1より10秒遅れてスタートする(図4.12)。セNDERのwnd、レシーバーのTCPスループットと提案した手法でのPLCモデム1の送信キュー長等のフローレベル性能は、図4.20/21/22で示す。これらの結果は、4.5.1節(1)(図4.13/14/15)の下での結果と比較すれば、提案した手法の長所が簡単にわ

かる。

図4. 20では、`awnd`を使用したPLCモデム1の適応型レート制御のおかげで、各々のTCPフローの`wnd`は安定なままである。小さな変動は発生するが、おそらくモデム間のPLCネットワークのノイズによる不安定性によるものと思われる。`flow2`が10秒からスタートするとき、`flow1`の`wnd`がその安定した高いレベルを維持していても、`flow1`の`wnd`はただちに次の安定したレベルに下がる。図4. 22で示すように、複数のTCPフローが共存した、頻繁に生じるSDU損失と再送を引き起こすノイズ環境でさえ、提案した手法は、常に送信キュー長を非常に少ない値に維持することができる。それ結果、双方の`flow`のRTTは少ない値に維持することができ、通信が始まった(図4. 20)直後に、TCP-`flow2`の`wnd`は速やかに増加する。

その結果、TCP-`flow1`のend to endの遅れがTCP-`flow2`のそれより小さいが、このように、2つのTCPフローに、異なるend to endの遅れがあっても、双方のTCPフローはほとんど同等で安定したスループットを示す(図4. 21)。

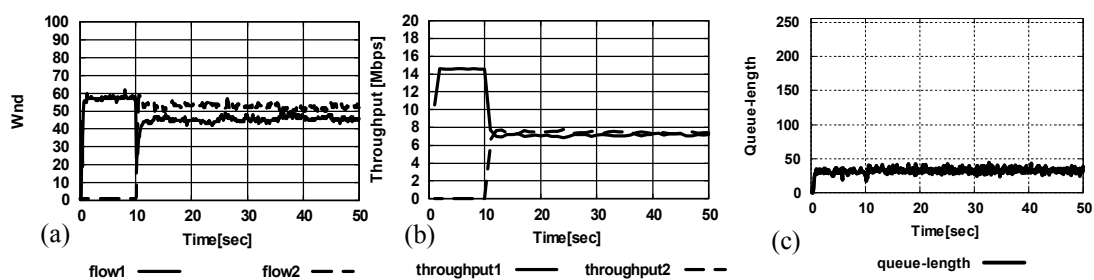


図4. 20 TCP/TCPフロー (a) Wnd

図4. 21 TCP/TCPフロー (b) スループット

図4. 22 TCP/TCPフロー (c) 提案した手法での送信キュー長

(2) 1つのTCPフローと2つのVoIPフロー

1つのTCPフロー2つのVoIPフロー(図4. 16)が共存する場合でさえ、図4. 17で示した提案以前のend to endのVoIP遅延の結果と、提案した手法の下でend to endのVoIP遅延を比較することによって提案した手法の長所を示すことができる(図4. 23)。提案した手法が送信キュー長を短く保とうとするので、VoIP-`flow1`の遅れは極めて低い(30m秒未満)。たとえ、TCPフローが共存していても、ITU-T Recommendation Y.1541で音声品質の定義しているClass 0 QoS基準を満たしていることを示す。

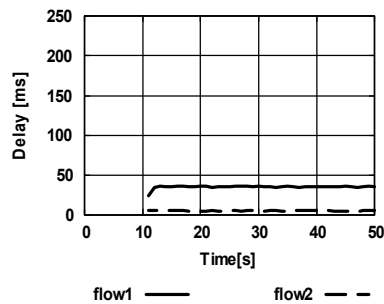


図 4. 2 3 TCP/VoIP/VoIP フロー,提案した手法でのVoIP end to endの遅れ

4. 7 第4章の結論

現在の研究では、我々は、いろいろな環境状況の下で広帯域PLCのデータ伝送性質をシミュレーションすることができるNS-2ネットワークシミュレータのモジュールを開発した。具体的には、我々は、実際のPLCネットワークの実験を通して、個々の環境状態下での時間変化するSDUパケットエラー率とPDUレートを最初に測定した。新しく開発されたシミュレータはそれを用いて、各々の環境をシミュレーションするように動作する。シミュレータの有効性を確かめた後に、共存している複数のTCPフローのアンバランスな性能を示すことをシミュレーションで確認し、その課題を解決するために、ネットワークをサポートするTCPレート制御手法を提案した。PLCモデム1は短い送信キューを、有効に活用するために、まず個々のTCPフローのRTT推測値を計算する。次にそのRTT期間内で達成できるSDUスループットをモニターする。そして、これらの数値に基づいて、通過するTCP-ACKパケットのawnd値を書き換えることによって、各々のTCPフローのスループットを適応的にコントロールしている。

新しく開発されたシミュレータで得られるシミュレーション結果は、提案した手法が優れた性能を達成して、このようにPLCネットワークに非常に役立つことを証明した。

さらにまた、我々の提案した手法はシミュレーションを通して大幅にVoIPフロー遅れを減らすことを示してきた。それはTCP/VoIPマルチプルフロー状況で標準的なVoIP QoS基準を満足させることができた。

将来の研究では、提案した手法は、より異質な環境、例えば異なる種類のアプリケーションフローの共存やTCP輻輳制御の異なるタイプで評価され改良される必要がある。

第5章 非対称全2重方式PLCによるTCP 高速化

5.1 はじめに

電力線を使用した、高速電力線通信モデムの国際標準化作業は、広帯域PLC(Broadband Power Line Communication)、狭帯域PLC(Narrowband Power Line Communication)ともに2012年に完了し、市場に製品として出荷が始まった。広帯域PLC(以後BPLCと記す)はすでに、無線LANと同様な目的をもったゲートウェイ製品に組み込まれ、単独の高速モデムとして日本では2006年から販売されている。2012年には新たに狭帯域PLC(以後NPLCと記す)も国際標準規格の製品が主に、スマートグリッド応用のスマートメータ(AMR: Automatic Meter Reading)に利用され始めている。ここで注目すべき点は、BPLCとNPLCは、使用する帯域が全く分離されており、重複する領域がないことである。つまり、異なる帯域を利用する2つのモデムを同時に活用することで全2重通信を提供できることを意味している。この研究では、主に屋内でTransmission Control Protocol(TCP)をPLC上で運用する場合、非対称な帯域を利用する2種類のPLCモデムを利用することで、全2重通信を提供し、TCP通信性能を高速化する手法を提案する。

我々は以前の論文[1]において、様々な雑音環境でのエラーパターンを持つ屋内のBPLC上でTCP通信を行う場合のスループットを分析した。その結果、TCPスループットはTCP-ACKに基づく複雑な輻輳制御に影響されるが、データ送信側PLCモデムでのバッファオーバーフローの発生に因る複数TCPフロー共存時のスループットの不安定性の問題を指摘し、そのモデムでのTCP-ACKに関するクロスレイヤー制御(PLCモデムから見ると上位階層であるTCPプロトコルを意識して制御を行うこと)を導入することで、その不安定性を改善する手法を提案した。一方、本章では、同様に屋内のPLC上でのTCP通信を対象とするが、ここではBPLCに加えてNPLCを補助的に利用することで、BPLC単一使用での限界を超えて、TCPスループットを向上する手法を追求した。本手法では、データ送信側PLCモデムとデータ受信側PLCモデムが前述したBPLCとNPLCの2種類の伝送媒体を利用できるため、データ受信側PLCモデムにおいて、TCP-ACK送信に利用する伝送媒体選択のためのクロスレイヤー制御を導入し[2]、次にBPLCとNPLCの選択タイミングについても検討した。具体的には、TCP-ACKストリームをBPLCからNPLCに状況に応じて適応的にオフロードし、双方のストリームを片方向通信に限定しパケット衝突を回避した。また、PDU伝送レートがBPLCに比べて著しく低いNPLCがボトルネックにならないように、TCP-ACKフィルタリングを適用することにより、最終的なTCPスループットの向上を実現した。

本研究では全てパケットレベルのネットワークシミュレーターを使用したデータに基づき分析・評価する。これは、以前の論文[1]でBPLC用に開発したものをBPLC・NPLCデュアルに拡張したシミュレータであり、様々な実環境で測定した物理伝送レートやエラーパターンを入力パラメタとして取り込み、NS-2[21]上で動作する。以降、5.2節でBPLCとNPLCの概要を説明し、5.3節ではシミュレーションの方法について記述する。次に5.4節では提案する各方式の概要を説明した上で、基本特性を示す。次の5.5節では、PLCとNPLCの切替タイミングの決定方法について説明し、その基本特性を示す。5.6節では、様々な環境での性能を示した上で、最後に5.7節で本研究をまとめる。

5.2 非対称全2重方式とハーフシンボルNPLC

現在出荷されるモデム製品は、BPLCおよびNPLC単独で使用されており、その応用も異なる。この第5章は、TCPスループットの向上を目的としており、製品化はされていないが、元来存在してしかるべき全2重PLCモデムを想定している。第4章では、BPLC単独でTCPスループットの複数フロー間調整をテーマにしたが、第5章はTCPスループットの向上のため、BPLCとNPLCを同時に使用する非対称全2重モデムを採用することが有効である。

第2章で説明したBPLCとNPLCが使用する帯域を図5.1に表示する。BPLCとNPLCの中間帯域は、AM中波ラジオの帯域なので出力は出せない規定である。BPLCとNPLCが全く帯域を異にしているので、下りをBPLCにまた下りにNPLCを使用する全2重通信が可能である、但し速度が1000倍近い差があり、非対称な速度なので、非対称全2重PLCモデムとした。

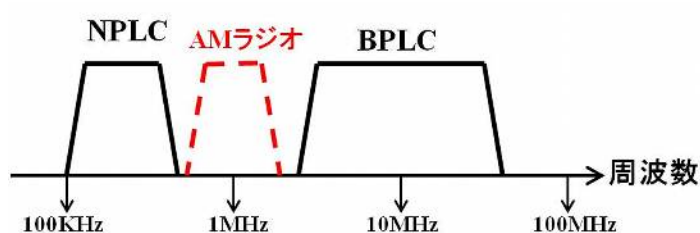


図5.1 BPLCとNPLCの周波数帯域

この非対称な速度がどの程度TCPスループットに影響するかを、シミュレーションで確かめる際に、他のNPLCモデムを採用した場合どうなるかも、シミュレーションした。その仮想NPLCモデムも以下に定義する。この仕様はあくまでも仮想モデムであり、標準案として提案されている訳ではない。第2章のNPLCの仕様との違いを、表5.1に記載し、PDU構成を図5.2に記載する。名称をハーフシンボル(HS)NPLCとす

る。このハーフシンボルNPLCは、標準NPLCのプリアンブルやFCH (Frame Control Header) を簡素化することで1PDU当たりのオーバーヘッドを極小化した仮想的な仕様である。例えば、40 バイトのTCP-ACKをNPLCで伝送する場合、そのデータを1PDUで伝送し、それに対するPLC-ACKを待つ時間が4分の1まで削減できる。

NPLCは2つの規格ともに、物理層での再送機能は存在しないが、FCHでのPLC-ACK/NACKの返送機能がMAC層で動作しており、再送機能がないPLC-ACKは存在する。ハーフシンボルNPLCも、その機能を継承し、PLC-ACKを使用する。

表5. 1 ハーフシンボルNPLCの物理層仕様

サンプリング周波数	1.2MHz
FFTポイント数	128
CP/Overlapped Sample	16/0
サブキャリア本数(FCC)	32
周波数帯域(FCC)	103-393KHz
Preamble/FCH/DATA Symbols	6/0/12
サブキャリア変調方式	QPSK, Double robust
1PDU時間長	1.92ms
最大データ速度	200.0Kbps

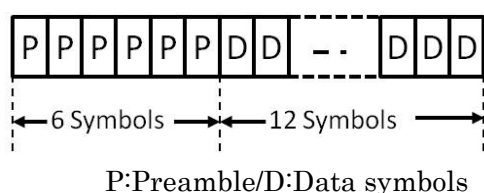


図5. 2 ハーフシンボルNPLCのPDU構成図

5. 3. TCPスループットのネットワークシミュレーション

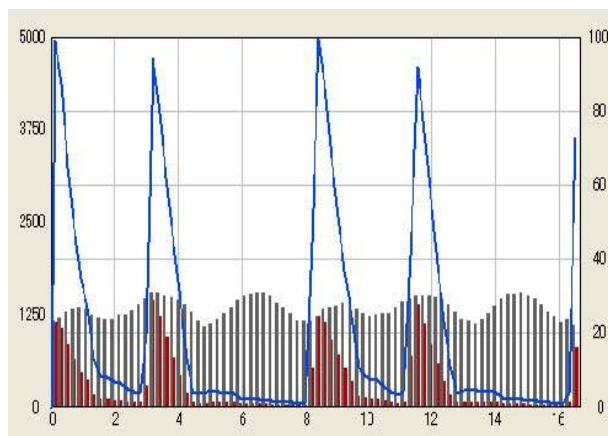
5. 3. 1 PLC通信のエラー/ノイズ特性

雑音のレベルが変化すると、BPLCはセッション途中であっても、自動的にPDU伝送レートを変化させる。一方、NPLCはセッションが開始されれば、雑音レベルに応じて自動的に変化させる機能は無い。

BPLCのPDU伝送レートは、信号と雑音の信号比SNでほぼ決定されるが、受信側近傍で発生させる雑音レベルを一定で考えれば、回線長や回線分岐数に依存した信号減衰値がSNを決定することになる。ただし、受信端近くでの雑音発生パターンは、白色性雑音とは限らない。電力線で発生する雑音パターンは50/60Hzの電源周波数に同期している

ことが多く、P L C通信では重要な項目である。

電源周波数に同期して発生するパケット誤り率の例を図5．3に表す。



水平軸単位 m s 左端 60Hzの上り零交差時

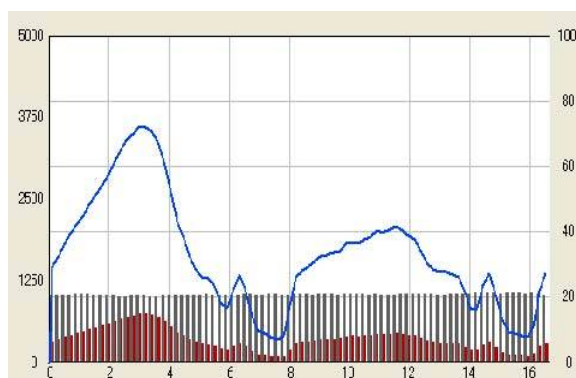
左垂直軸 パケット数：赤色／エラー、黒色／正常

右垂直軸 エラー率 (%)：青色

図5．3 電球型蛍光灯（タイプ1）雑音時のパケットエラー率

これは、B P L Cの実機を、宅内配線で動作させた時のパケット誤り率を60Hzの上り零交差時を規準として0.2m秒単位で測定した観測結果である。この時の受信端近くには、電球型蛍光灯が設置されていた、このタイプの雑音をタイプ1と名付ける。特徴は60Hzの電源周波数に強く依存したパターンであり、上り零交差時から0m秒、3m秒、8m秒、11m秒の時点では100%パケットが誤る。

次に図5．4には、別のパケット誤り率パターンを表示する。この図5．4は、受信端近くにハロゲンランプを付けた場合である。このパケットエラーパターンの雑音をタイプ2雑音と名付ける。特徴は、タイプ1に比べれば、平均的なパケット誤り率を持ち、60Hz信号のあるタイミングで100%誤ることは無い。



水平軸単位 m s 左端 60Hzの上り零交差時

左垂直軸 パケット数：赤色／エラー、黒色／正常

右垂直軸 エラー率 (%)：青色

図 5. 4 ハロゲンランプ（タイプ 2）雑音時のパケットエラー率

この 2 つのタイプのノイズ源とアッテネータを組み合わせる B P L C の実機で P D U 伝送レートを測定した結果を表 5. 2 にまとめる。この P D U 伝送レートは、1 P D U を送信する際の B P L C の伝送レートを表している。同時に同じ条件で測定したパケットエラー率を表 5. 3 に記載する

表 5. 2 B P L C の P D U 伝送レート [Mbps]

System		信号減衰 (dB)			
	Noise	0dB	15dB	25dB	35dB
ノイズ源	Type 1	131.2	121.5	/	118.5
	Type 2	127.0	68.8	31.1	15.3
	Noise	45dB	55dB	65dB	75dB
	Type 1	77.3	67.6	23.7	10.4
	Type 2	8.4	/	/	/

‘/’ は未測定

表 5. 3 B P L C の P L C - S D U 誤り率 [%]

System		信号減衰 (dB)			
	Nose	0dB	15dB	25dB	35dB
BPLC PHY.	Type1	27	17	/	15
	Type2	7	6	23	44
	Noise	45dB	55dB	65dB	75dB
	Type1	37	49	56	54
	Type2	89	/	/	/

‘/’ は未測定

タイプ 1 のエラーパターンでは、パケット誤りが発生しない区間が、4m秒の幅で存在する。そのため P D U が 4m秒以下の長さであれば、通信が可能となり、S N が多少劣化しても、P L C — A C K による P D U 再送が可能であるから、アッテネータを 75dB 挿入しても、通信は継続される。B P L C が、1 P D U の最長区間を 5m秒と規定しているのは、このような 60Hz 電源周波数の半波長が 8.3m秒であることを考慮している。

それに対しタイプ 2 のパターンでは、S N が増加すると、全区間で誤りが生ずるので、アッテネータ 45dB あたりから急激にパケット誤りが増加するのがわかる。

5. 3. 2 シミュレーション環境

今回TCPスループットをNS-2シミュレータを用いて測定する。BPLCに関しては3.1節で取得した、各「信号減衰」と、「雑音発生源」の環境下で測定した「PDU伝送レート」と「パケットレベルのエラー率」をシミュレーションに組み込んだ上でTCPスループット性能を測定した。一方でNPLCについては、表2.3及び5.1に記載した「PDU伝送レート」に加え、3.1節で取得したBPLCのエラー率をNPLCのエラー率として利用する。NPLCのエラー率は、別途測定すべきだが、FCC対応のモデムが未調達であり測定できていない。

NS-2はイベントドリブンでネットワーク上の通信をシミュレートするネットワーク研究者に広く使われてフリーソフトであり[21]、元はDARPA、NSFのプロジェクトで開発された。特に、パケットレベルのフローシミュレーションに適している。

本実験で用いたネットワークトポロジを図5.5に、加えて、TCP、BPLC/NPLC、その他に関するパラメータを表5.4にまとめる。

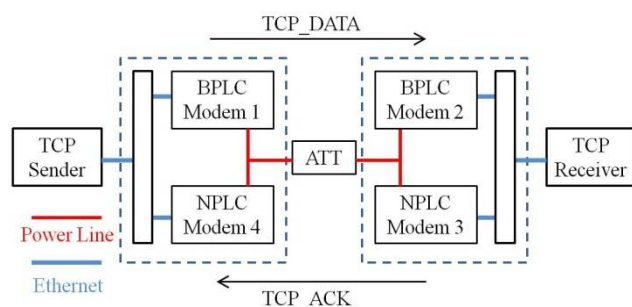


図5.5 シミュレーショントポロジ

表5.4 シミュレーションパラメータ

シミュレーション時間	150 sec
Ethernet 伝送レート/遅延	100Mbps/0.3ms
Ethernet パケットサイズ (TCP セグメントサイズ)	1500 bytes (1460 bytes)
TCP アルゴリズム	NewReno+SACK
広告ウィンドウサイズ	1024 packets
BPLC送信キューサイズ	256 packets
BPLC受信キューサイズ	256 packets
NPLC送信キューサイズ	32 packets
NPLC受信キューサイズ	32 packets

このシミュレーションでは、BPLCとNPLCを同時に使用するが、異なる周波数帯を利用するため、回線としての電力線は1本となる。その結果、トポロジ内の2台のPLCモデムは、BPLC/NPLCを同時に利用できるため、通信性能の面からみると非対称ではあるものの、全2重通信を提供可能なPLCモデムとなる。各モデムはTCP送信PC

と受信PCと物理伝送レートが100MbpsのEthernetケーブルで接続される。なお、TCPにおいては、Newreno+SACKアルゴリズムを採用するが、Delayed ACKは採用しない。

5. 4 提案手法と基本特性評価

提案手法では、非対称な通信特性を持つBPLCとNPLCを同時に使用することで全2重通信を提供する。そこで、TCP sender から TCP receiver にむけた TCP 通信に着目し、TCP-DATA パケットの転送には高速物理伝送レートの提供可能なBPLCを用い、TCP receiver から TCP sender への TCP-ACK パケットの転送には、NPLCを使用する。

ただし、TCP通信開始直後からTCP-ACKの送信にNPLCを用いると、NPLCの低いPDU伝送レートによってTCP-ACKがTCP送信側に効率的に返送されずTCP-DATAパケットの送信量を効率的に増加できないと言った問題が発生する。そこで、本研究では、TCP通信開始後、十分に送信量が増加するまではBPLCをTCP-ACKの返送にも使用し（半二重通信）、通信開始後一定時間経過（6秒で固定）した時点で、TCP-ACKの返送をBPLCからNPLCにオフローディングし、非対称全2重通信モードに切り替える。適切な切り替えタイミングは通信環境に応じて変化すると予想されるが、タイミングの決定方法、及び決定時の通信性能については5節で詳細に記述する。

5. 4. 1 提案手法

本研究では、非対称なBPLCとNPLCを併用する全2重通信方式を提案するだけでなく、その通信形態上で、TCP通信性能を向上させるために、NPLCに対して、(1) ACKフィルタリングと、(2) 5. 2節で説明したハーフシンボルNPLCによる高速伝送、の二つの技術を適用する。なお、ACKフィルタリングとはNPLCに到着する各フローの最大のACK番号を持つTCP-ACKのみを保持し、それ以外のTCP-ACKは廃棄（フィルタリング）する事を指す。そこで、そのそれぞれの有効性を評価するために、以下の4つの方式の通信性能を調査した。

- **B方式** : BPLCのみを使用する従来方式。この場合、TCP-DATA, TCP-ACKともにBPLCを利用するため、半二重通信となる
- **BN方式** : BPLCとNPLCを同時に使用する非対称全2重方式
- **BN+AF方式** : BN方式に加えて、NPLCモデムにおいてACKフィルタリングを適用する主砲
- **BN+AF+HS方式** : BN+AF方式に加えて、NPLCのデータ転送にハーフシンボルNPLC規格を適用する手法

5. 4. 2 各方式の基本特性評価

次に各提案手法の基本特性を評価するために、良好な通信環境におけるTCPスループ

ット性能を調査し、その要因について検証する。なお、良好な通信環境とはタイプ1雑音の0dBの場合を指す。TCPスループットは、通信開始50秒から150秒までの100秒間の平均スループットを指す。なお、B方式以外は、通信開始6秒で、非対称全2重通信にスイッチしている。

良好な環境でのTCPの性能を分析するにあたっては、スループットやCWND、ラウンドトリップタイム(RTT)、PLCモデムの送信キューサイズなどの指標の時間的变化に注目する必要がある。そこで良好な環境における各手法の指標の時間変化を図5.9から図5.13に表示している。

5.4.2.1 B方式のスループット

最初にBPLCだけを半2重通信に用いるB方式の複数個のTCP-DATAによって構成される1PDUパケットの送信に必要なパケット順序および、時間長を図5.6.aに記載する。

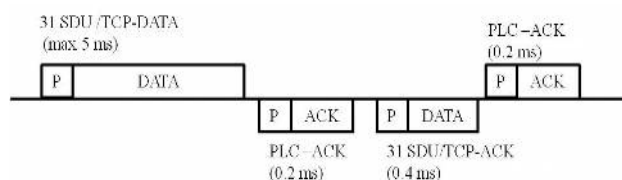


図5.6.a B方式のPDU信号時間長

BPLC方式の性能は、図5.9から5.13において、赤線で表示されている。図より、他手法において全2重通信へと切り替える6秒以降のTCPスループットは、約78Mbpsと安定している事がわかる(図5.9の赤線)。まずこのTCPスループットから、図5.6.aで表す1PDUのデータ送信のための基本単位時間を計算する。BPLCは31個のSDUをまとめて送信し、それに対するPLC-ACK、TCP-ACK、さらにそのPLC-ACKも31個まとめて転送される。EthernetフレームのMTUサイズ(SDUサイズと同義)は1500バイトであるが、IPヘッダ、TCPヘッダサイズが最大で60バイトと考えると、31SDUあたり30個のTCPセグメント(MSS)に相当すると考えていい。30個のTCPセグメントは、 $30 \times 1500 \times 8 = 360k$ ビットなので、78Mbpsはこの基本単位が1秒間に216.6回繰り返されることになる。つまりこの基本単位時間は $1/216.6$ 秒=4.6m秒の長さとなる。このとき、CWNDは、輻輳回避モードによって150と300の間を周期的に変動している事がわかる(図5.10)。これより、CWNDが300に到達した時点でパケットロスが発生することがわかり、その時点でのRTTやPLCモデムの送信キュー長なども合わせて推測すると、

- CWDND=300(図5.9)
- RTT=44m秒(図5.10)
- BPLC1の送信キュー長

=50 から 250 で変動 (図 5. 1 1)

- B P L C 2 の送信キュー長

=20 から 150 で変動 (図 5. 1 2)

となっている事がわかる。ここでR T Tが44m秒ということは、基本単位時間に換算すると、9.56回、つまり9.56 P D Uを送信できる時間となり、パケット (S D U) 数に換算すると286パケットとなる。一方でパケットロス、B P L C 1 の送信キューのオーバーフローに起因していると判断できるので、B P L C 1 の送信キュー256と基本単位時間あたりの30パケットを合計した値とほぼ一致している上、C W N D値の300とも整合があう。送受信間のEnd-to-EndパスのボトルネックはB P L CまたはN P L Cモデム間にある。よって、ボトルネック P L C の送信キューがあふれる直前にTCPのスループットが最大になり、RTT値も最大となる。本研究では以降、RTT値が最大となりEnd-to-Endパスの最大転送能力を提供可能な状態を「最大パケット転送状態」と定義する。B方式における最大パケット転送状態を、図 5. 6. b に示す。

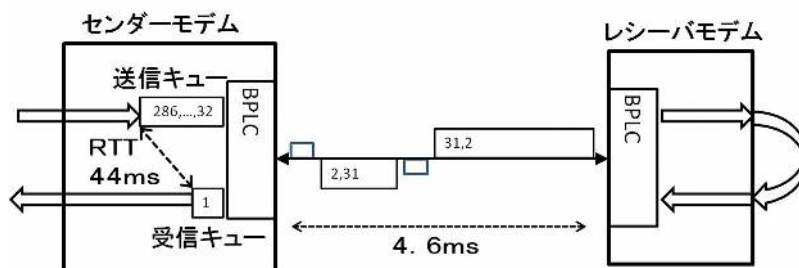


図 5. 6. b B方式での最大パケット転送状態図

この良好な環境での特徴は、パケットロスの要因が、ほとんど全てB P L C 1 の送信キューのオーバーフローに起因しており、P L C上の雑音が原因のパケットロスはT C P層では認識されていない。もし発生したとしても、P L C上で交換されるP L C-A C Kによって、パケットロスを認識し、2000m秒間の間、再送がくりかえされるため、確実に修復されており、T C Pレイヤではロスが発生していない。特にタイプ1雑音によるビット誤りは、ほぼ次のT C P-D A T Aの再送で修復されるほど低いので、T C Pレイヤでは、意識することがない。

5. 4. 2. 2 B N方式のスループット

B N方式は、通常のT C Pフローで送受信するT C P-A C Kのみを単純にN P L Cにオフロードした非対称全2重通信である。T C Pコネクション確立、及び確立後6秒間はB方式で通信を行い、その後、T C P-A C KをN P L Cにオフロードする方式である。図

5. 7. a にBN方式において複数個のTCPパケットが構成する1PDUパケットの送受信順序/長を表す。B+N方式の通信性能を図5. 9から5. 13において紫線で示す。

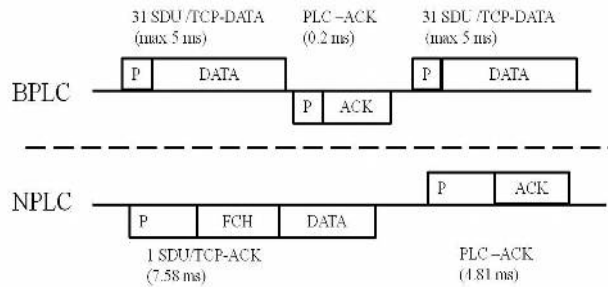


図5. 7. a BN方式の1PDU送信時間長

単純にTCP-ACKをNPLCへオフロードすると、BPLCのみを用いたB方式に比べ、スループットが6Mbpsと大幅に低下する。図5. 7. aを見ると、TCP-DATAの転送時間は変わらないが、TCP-ACKがNPLCにオフロードされたため、転送時間が1PDU+PLC-ACKで12.4msを必要となり、しかもNPLCでは連結転送は行わず、1パケットに1つのACKしか搭載されないため、明らかにNPLCのTCP-ACKの転送速度がボトルネックとなることがわかる。送信キューも殆ど空の状態である（図5. 12）。例えば、BPLC側で30個のTCP-DATAパケットを1PDUとして送信した場合、NPLCでは30個のTCP-ACKを返送するために30個のPDUの転送が必要となる。NPLC上ではTCP-ACKを80パケット/秒（1/0.0124秒）しか返せないため、NPLCにおいてTCP-ACKパケットがキューあふれによってロスしている。TCP送信側では、このNPLCでのキューあふれにより、out-of-orderのACK番号を持つTCP-ACKを受信することになるが、TCPではACK番号が最大のパケットまで受信したと判断するため、NPLCから受信するTCP ACKのみから判断可能なスループット（1500バイト*80=約1Mbps）よりも大きなスループット（約6Mbps）を実現できている事が分かる。このBN方式のときの、最大パケット転送状態を図5. 7. bに表示する。

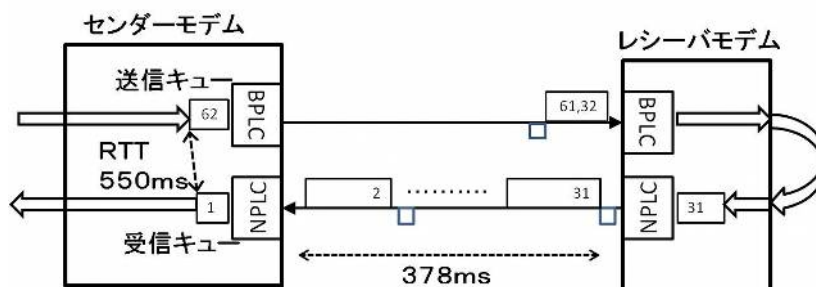


図5. 7. b BN方式での最大パケット転送状態図（ACK オフロード時）

5. 4, 2. 3 BN+AF方式のスループット

前節の実験結果から、TCP-ACKをNPLCに単純にオフロードしただけでは、TCPスループットが低下することが分かった。そこで、この性能劣化を防止するために、ACKフィルタリング[36]を採用する。ACKフィルタリングは、図5. 5のNPLCモデム3で実行し、迅速なTCP-ACK伝送に不必要なTCP-ACKを意図的にキューから削除する。これにより、NPLCのPDU伝送レート不足が原因の輻輳状態を回避できる。この方法は、重複ACKに伴うファストリトランスミットやファストリカバリなどの再送時を除き、既存のTCP輻輳制御と矛盾することはない。通常転送時には、TCP送信側では、受信するTCP-ACKのシーケンス番号がスキップしていても、最大のACKシーケンス番号までは正常に受信できたものと判断する。そのため本手法では、NPLCのモデム3は、送信キューに蓄積された最新（最大のACKシーケンス番号をもつ）のTCP-ACKパケットのみをキューに格納する。このBPLC/NPLC非対称全2重通信にACKフィルタリングを適用した方式を、BN+AF方式と呼ぶ。BN+AF方式を適用して、測定した結果を図5. 9から5. 13の緑線で示す。

図より、良好な環境でのBN+AF方式の100秒間の平均スループットは、84,4Mbpsである。これはB方式のスループットを約10%上回り、BN方式の14倍のスループットを実現しており、ACKフィルタリングの効果が現れている。特にBN方式ではNPLCでバッファあふれが頻発し、RTTも極めて大きな値となっていたが、BN+AF方式では、RTT（図5. 12）は約30m秒で安定しており、CWND（図5. 10）は150秒までは緩やかに増加し、パケットロスは発生していないことがわかる。この場合、NPLCから受信するTCP-ACKの個数はBN方式とBN+AF方式と変わらないため、CWND値はあまり変化しない。加えて、ACKフィルタリングによってNPLCのキュー長が短く保たれつつ、最新のTCP-ACK番号のパケットのみがNPLCによってTCP送信側に返送されるため、受信するACK番号の増加幅が大きくなり、結果的にB方式よりも高いスループットを提供できていると考えられる。

しかし、図5. 10や図5. 12からも分かるように、CWNDもRTT値も少しずつ増加しているため、いずれバッファオーバーフローによるパケットロスが発生することになる。そこでBN+AF方式が可能な最大スループット、つまりバッファオーバーフローが発生する直前のスループット、を計算する。BPLCのTCP-DATAは、B方式で説明したように、3.8m秒必要とし、そのPLC-ACK0.2m秒を足しても、4.0m秒で転送が可能である。B方式では基本時間単位は4.6m秒だったが、B+N方式以降では、ACKはNPLCにオフロードしているので、BPLC側は4.0m秒で30パケット=360kビットが転送でき360kビット/0.004秒=90Mbps程度が可能となる。図5. 9を観測しても、150秒の段階では、85Mbpsと、まだTCPスループットは増加途上にあるが、今後はバッファオーバーフローが発生する直前では、90Mbpsまで増加すると予想される。このバッファオーバー

一の発生直前での最大パケット転送状態図を図5. 7. cに記載した。

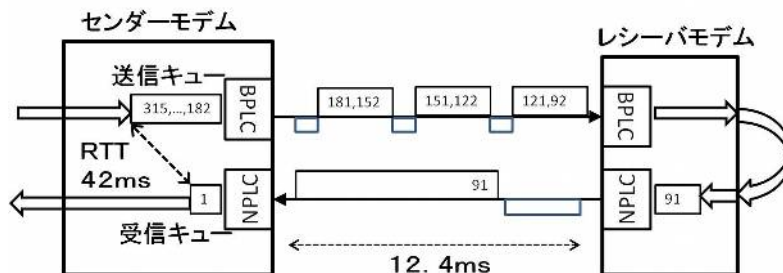


図5. 7. c BN+AF方式での最大パケット転送状態図 (ACK オフロード時)

5. 4. 2. 4 BN+AF+HS方式のスループット

前節では、BN方式にACKフィルタリングを適用するBN+AF手法によって、PDU伝送レートを向上できることがわかった。そこでNPLCによってTCP-ACKを伝送するのに12.4m秒とTCP-DATAの伝送時間の4.0m秒にくらべて3倍以上の時間を占めているため、PDU伝送レートを低下させることなく、TCP-ACKの伝送遅延を短くすることが可能なハーフシンボルNPLC (HS-NPLC) を提案し、その有効性をシミュレーションによって評価した。1PLC-PDUの伝送に要する順序/時間長を図5. 8. aに記す。

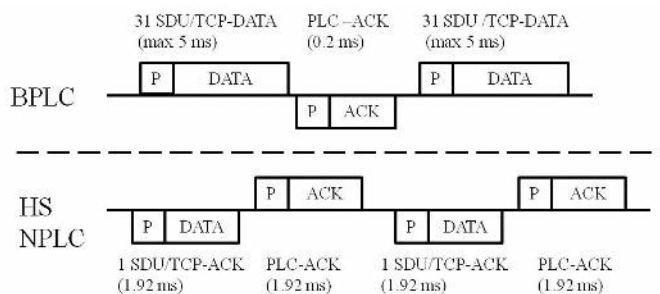


図5. 8. a BN+AF+HS方式のPDU信号時間長

このBN+AF+HS方式でも、通信開始後6秒までは、BPLCを用いるが、6秒後からTCP-ACKをHS-NPLCにオフロードする。図5. 9から5. 13の青線にて、BN+AF+HS方式の性能を示す。図より、全二重通信を開始した直後に、93Mbpsのスループットが得られていることがわかる。この時点における最大パケット転送状態図を書いたのが、図5. 8. bである

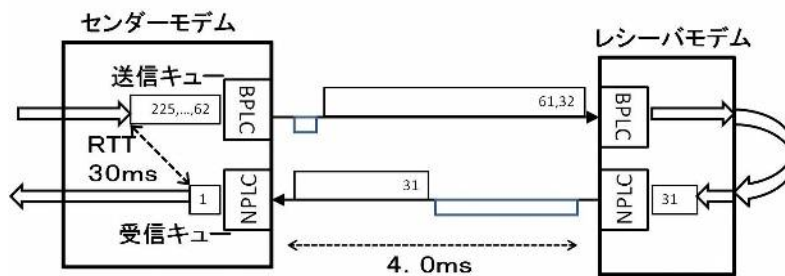


図 5. 8. b BN+AF+HS 方式での最大パケット転送状態図 (ACK オフロード時)

HS—NPLC における 1 PDU の伝送時間は PLC—ACK の受信完了までで 3.84m 秒となり、BPLC の 1 PDU の送信時間である 4.0m 秒とバランスしている。通信開始 6 秒後に ACK が HS—NPLC にオフロードされた直後の状態は、

- TCP スループット=93Mbps (図 5. 9)
- CWND=300 (図 5. 10)
- RTT=30m 秒 (図 5. 11)
- BPLC 1 の送信キュー=30 から 110 (図 5. 12)

となっており、RTT=30m 秒から想定できる BPLC

1 の送信キューの最後のパケット番号を計算すると、4m 秒パケットが 7.5 個送りだされたので、合計は $225=30 \times 30 / 4$ ぐらいである。回線上には 4m 秒の間 61 個のパケットが存在するから、BPLC 1 の送信キューには 160 個のパケットが蓄積されていると想定できる、しかしこれは実際には NPLC 2 の送信キューとの合計であるので、160 以下を変動しているのは了解できる。

ここで、TCP—ACK を HS—NPLC にオフロードした時の、BPLC 1 の送信キューサイズに着目すると、BN+AF 方式と比較して 30 以上大きい値となっているため、BPLC 1 において、常に 31 個の SDU によって 1 PDU を構築できていることが予想される。その結果、TCP スループットが素早く向上できると予想される。これに対し BN+AF 方式では、TCP—ACK を NPLC へオフロードした時に、BPLC 1 の送信キューサイズが 50 以下、時には 30 を下回っていることがわかる。もしキュー長が 30 を下回る場合、BPLC 1 は最大数 (31) の SDU によって 1 PDU を構築することができないため、最大スループットを提供できない。つまり、BN+AF 方式を用いた際に切替時点で BPLC 1 送信キューサイズが小さいことが問題である。

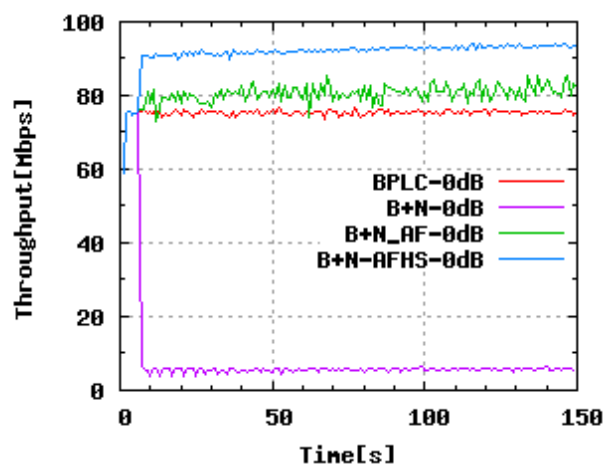


図 5. 9 良好な環境での T C P スループット (150 秒) (切替 6 秒)

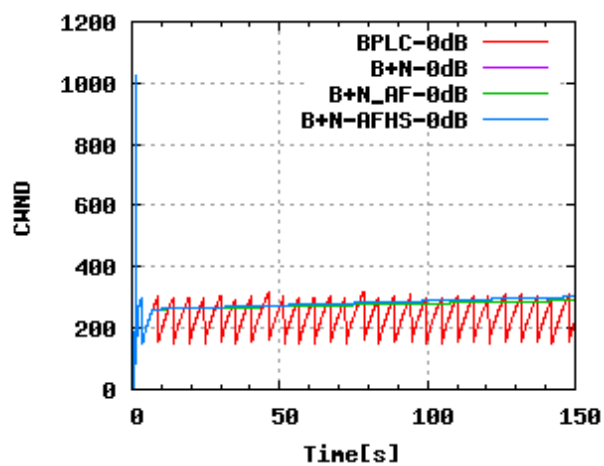


図 5. 10 良好な環境での C W N D (150 秒) (切替 6 秒)

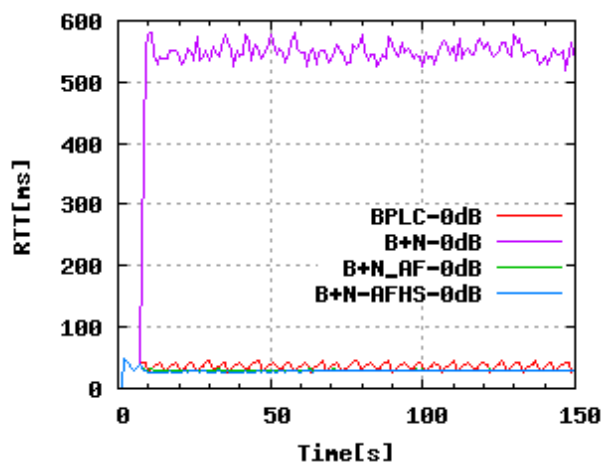


図 5. 11 良好な環境での R T T (150 秒) (切替 6 秒)

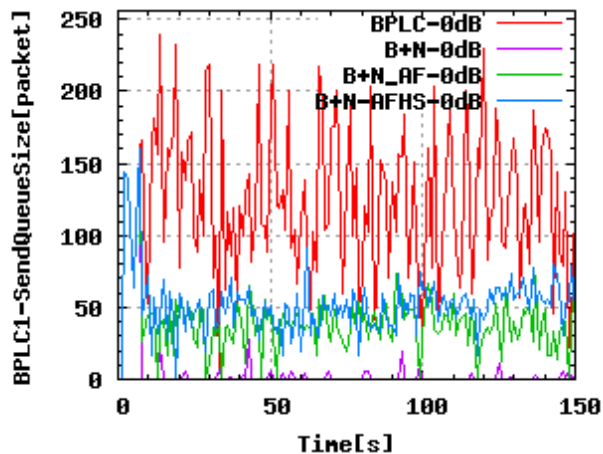


図 5. 1 2 良好な環境での B P L C 1 送信キューサイズ (150 秒) (切替 6 秒)

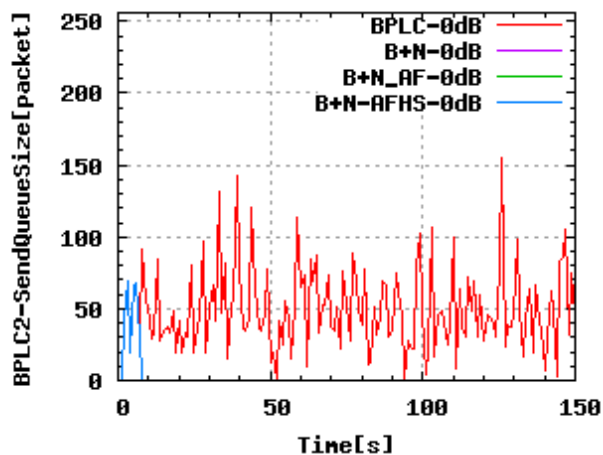


図 5. 1 3 良好な環境での B P L C 2 送信キューサイズ (150 秒) (切替 6 秒)

5. 5 適切な N P L C 切替タイミングについて

前述したように、提案手法では T C P - A C K パケットの返送を N P L C に切り替え、それによって、T C P - D A T A が B P L C の全帯域を使えるようになることと、T C P - A C K の個数が減り、送信側 T C P での C W N D の増加が極めて遅くなり、結果として B P L C 送信キューでの不要なあふれ (パケットロス) の発生を抑止することによって、T C P スループットの向上と安定を目指している。よって、切替時に、B P L C 送信キューや送信側 T C P の C W N D が適度に大きいことが、提案手法の有効性を発揮する条件となる。つまり、切り替え時点で B P L C の可用帯域は増加し、同時に C W N D の増加が止まるが、そのような状況でも可用帯域を安定的に利用できる必要がある。

4 節では N P L C に切り替えるタイミングを通信開始後「6 秒」と固定して性能評価を行った。しかし、N P L C への切替タイミングは環境によって異なるため、動的なタイミング決定方法を新たに考案する。

T C P - A C Kの送信先ネットワークをN P L Cへ切り替えるのは、T C P - A C Kを送信する「受信側P L Cモデム」が適切である。しかし、提案する非対称全2重通信によって通信性能が向上するのは、切り替え時点においてB P L C送信キューや送信側T C PのC W N Dが適度に大きい場合に限られ、そのような送信側の内部的状態を受信側P L Cモデムが直接知ることはできない。そこで、T C P - D A T Aパケットの送信量が十分に大きく、スループット性能が安定している時は上記の状態にある可能性が高いと考え、受信側P L Cモデムが受信するT C P - D A T Aパケットの受信状況からT C P送信量を推定し、N P L Cへの切り替えを決定する方式を提案する。

そこで本研究では、受信側P L CモデムにおいてPLC制御を行うレイヤとトランスポートレイヤ間のクロスレイヤ制御を導入し、受信側P L Cモデムが受信するT C P - D A T Aパケットのシーケンス番号の遷移を元に切り替えの判断を行う手法を提案する。

提案手法では、受信側P L Cモデムは受信したT C P - D A T AパケットのTCPシーケンス番号の内、

A) 連続して届いているパケットの最新(大)番号

B) 不連続パケットも含めた最新(大)番号

の二つを常に記録する。つまり、通信中は常に $A \leq B$ となる(連続受信時は $A=B$ 、ロス時は $A < B$)。

ここで記録していた値が $A < B$ となる、つまり、パケットのロスもしくはリオーダーに伴う不連続到着が発生した場合、受信P L Cモデムでは、その不連続がPLC上での伝送エラーに依るものかどうかは、受信PLCモデムにおいて判断できるものとする。加えて、ロスしたPLC-SDUパケットの再送タイムアウトの発生の有無も受信P L Cモデムにおいて検知できることを仮定する

まず、提案するN P L Cへの切り替え決定手法の制御を説明するために、記録しているAとBの関係性から以下の6つの状態を定義する。

- (S1) $A=B$
 - T C P - A C KはBPLCで転送
- (S2) $A < B$
 - T C P - A C KはBPLCで転送
- (S3) $A < B$
 - T C P - A C KはBPLCで転送
 - ⇒ NPLCへの切替準備1
- (S4) $A=B$
 - T C P - A C KはBPLCで転送
 - ⇒ NPLCへの切替準備2

- (S5) $A=B$
 - TCP-ACKはNPLCで転送
- (S6) $A < B$
 - TCP-ACKはNPLCで転送

TCP通信開始直後は状態(S1)となる。その後、S1において、受信したパケットの不連続発生が発生し、 $A \neq B$ となった時点で、要因を判断し、要因に応じて状態を遷移する。

- PLC伝送失敗が原因でない場合
 - ⇒送信側PLCモデムのバッファあふれによるロスと判断し、状態(S3)に遷移し、NPLCへの切替準備の第一段階に入る。また、その際の時刻を**T1**として記録する。
- PLC伝送路上の伝送エラーが要因の場合
 - ⇒状態(S2)に遷移する。

状態(S2)では、すべての伝送エラーによるロスに対して、PLC（必要であればTCP）レベルの再送によって、再度 $A=B$ に戻った時点で、状態(S1)へと戻る。

次に状態(S3)では、遷移後に受信側TCPがTCP-DATAパケットを受信する度に重複ACKを返送する。その結果、送信側TCPは重複ACKを基にロスパケットを把握し、ファストリトランスミットによってロスパケットの再送を行う。これは前述のB値の増加が停止することで検知できる。提案手法ではこの時刻を**T2**とする。ここで($T2 - T1$)の値は送信PLCモデムのキューが最大の場合のRTT値となるため、この値を基準値**D**として記録する（図5. 14）。

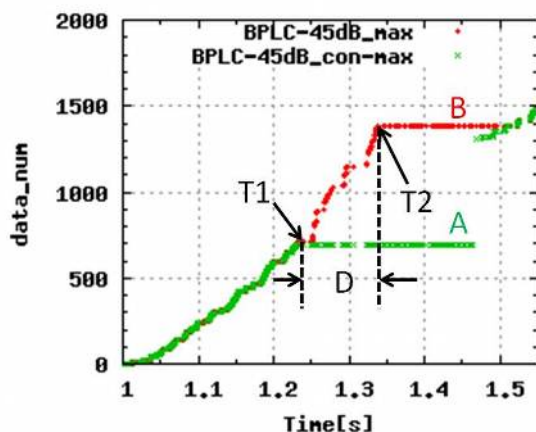


図5. 14 T1, T2の位置

以降、D値に基づき基準スループット**R**を次式により算出する。

$$R = ([T1 - \frac{D}{3}, T1] \text{の通過データ量}) / (\frac{D}{3}) \quad (1)$$

その後、受信PLCモデムは受信するTCP-DATAパケットのシーケンス番号から、全ロスパケットの再送が完了した事をA == Bとなった時点で把握し、その後、NPLCへの切替準備の第2段階である状態(S4)へと遷移する。

状態(S4)では、受信PLCモデムが上述のD(最大RTT値)とR(基準スループット)を用いて、TCP-ACKのNPLCへの転送切り換えタイミングを計る。具体的には、D秒間隔毎の平均スループットW((D秒間隔の通過データ量)/D)を8区間(8D時間)分算出し、n番目の時間区間における、

- 過去3区間の平均スループット(移動平均値) M_n
- 過去8区間内の偏差 a_n

とを算出する。

- $M_n = (W(n-2) + W(n-1) + W_n) / 3$
- $G_n = \max\{M_n, M(n-1), \dots, M(n-5)\}$
- $L_n = \min\{M_n, M(n-1), \dots, M(n-5)\}$
- $W*n = \text{average}\{W_n, W(n-1), \dots, W(n-7)\}$
- $a_n = (G_n - L_n) / W*n$

この偏差 a_n と M_n に関して、以下の切替条件を満足した時点で、切替タイミングと判断した上で、状態(S5)へ遷移し、以降、TCP-ACKパケットをNPLC上に返送するように切り替える。

1. 偏差 a_n が10%以上の値を連続X回(デフォルト値は6回)継続した時点で、
 - M_n が90%以上なら切り換え
 - 90%未満なら次回へ持ち越し
2. 偏差 a_n が10%以上の値を連続X2回(デフォルト値は10回)継続した時点で、
 - M_n が75%以上なら切替
 - 75%未満なら次回へ
3. 偏差 a_n が10%未満の値を連続Y回(デフォルト値は4回)継続した時点で、
 - M_n が90%以上なら切り換え
 - 90%未満なら次回へ持ち越し
4. 偏差 a_n が10%未満の値を連続Y2回(デフォルト値は7回)継続した時点で、
 - M_n が75%以上なら切替
 - 75%未満なら次回へ
5. 偏差 a_n が5%未満の値を連続Z回(デフォルト値は3回)継続した時点で、
 - M_n が90%以上なら切り換え

- 90%未満なら次回へ持ち越し
- 6. 偏差 Δn が5%未満の値を連続22回（デフォルト値は5回）継続した時点で、
 - M_n が75%以上なら切替
 - 75%未満なら次回へ

一方で、上記の切替条件を満たす前に、再度 $A \neq B$ となった場合、つまり不連続パケットが到着した場合に着目する。この場合、

- 要因がPLC伝送エラーではない場合

⇒状態(S3)へと遷移し、再度、NPLCへの切替準備の第1段階に入る。この時刻が状態(S4)でNPLCへの切替準備の第2段階に遷移してから8D時間以内の場合、DとR値は前回の第2段階で測定した値を再利用する。8D以上経過している場合、再度DとR値を計算する。

- 要因がPLC伝送エラーの場合

⇒PLC上の再送によるロスパケットの回復によって $A = B$ に戻るのを待つ。 $A = B$ になった時刻が、状態(S4)で切替準備の第2段階に遷移後、8D時間以内の場合、DとR値は前回測定した値を再利用する。8D時間以上経過している場合、再度新たなDとR値を計算する。一方で、PLCでの回復が不可能と判断された（PLC上のタイムアウト時間が経過した）時点で状態(S2)に遷移し、TCPによる再送メカニズムによってロスパケットの再送を行う。

状態(S5)において、受信PLCモデムで受信したTCPシーケンス番号が $A \neq B$ 、つまり不連続パケットが到着したことを検知すると、パケットロスの要因別に以下の動作を行う。

- PLC伝送エラーが原因ではない（PLC送信モデムのバッファオーバーフロー）場合

⇒状態(S2)になり、それ以降のACKをBPLCで返す。

- PLC伝送エラーが原因の場合

⇒PLCレベルでのロスSDUの再送によって、 $A = B$ になるのを待ち、ACKの返送にNPLCを用い続ける（状態(S6)）。一方、もしPLCでのSDU再送では回復ができないと判断（PLCレベルのタイムアウト時間が経過）した時点で状態(S2)へと遷移し、それ以降のACKをBPLCで返す。

以降、本節で提案したTCP-ACKのNPLCへの転送タイミング決定手法の有効性を、様々な環境下で評価する。

5. 6 様々な環境下における提案手法の性能評価

5節で提案したNPLCへの切替タイミングの決定手法を用いた際の各提案手法（B方式、BN方式、BN+AF方式、BN+AF+HS方式）のTCPスループット性能を調

査する。調査に当たっては、これまで同様に以下の二つのノイズ源を用いた。

- タイプ 1（電球型蛍光灯）

60Hz の電源周波数に強く依存したパターンであり、上り零交差時から 0m 秒、3m 秒、8m 秒、11m 秒の時点では 100%パケットが誤る（図 5. 3）。

- タイプ 2（ハロゲンランプ）

タイプ 1 に比べ、平均的なパケット誤り率を持ち、60Hz 信号のあるタイミングで 100%誤ることは無い（図 5. 4）。

通信開始後 6 秒で切り替えた際の各手法の TCP スループットを表 5. 5 に示す。表 5. 5 より、通信開始後 6 秒で切り替えた場合、PLC の通信環境に依らず BN+AF 方式と BN+AF+HS 方式によって B 方式よりも通信性能を向上出来ている事が分かる。

表 5. 5 TCP スループット（通信開始後 6 秒切替時）

環境	TCP throughput (Mbps)		
	良好	普通	劣悪
B方式	75.25	44.32	2.10
BN方式	8.27	6.69	0.75
BN+AF方式	80.27	52.04	2.50
BN+AF+HS方式	91.57	52.55	2.49

赤字は、B 方式よりも速度が速い

表 5. 6 自動切替による切替決定時刻

	良好	普通	劣悪
切替時刻(s)	2.93	2.77	24.26

次に表 5. 6 に 5. 5 節で提案した切替時刻決定手法によって NPLC に TCP-ACK パケットの返送を開始した時刻を示す。表 5. 6 より、提案手法によって、PLC 環境に応じて異なる切替時間が決定出来ている事がわかる。一般に、PLC 環境が良好、及び普通の場合、通信性能が迅速に安定して高い値まで増加するため、切替時刻が短く決定できている事がわかる。これに対し、PLC 環境が劣悪な場合には、通信性能が安定するのに時間を要するため、25 秒程度と長い切替時間となっている事が分かる。次に、表 5. 6 に示す時刻にて NPLC への TCP-ACK 返送を開始した際の提案全 2 重通信による通信性能を表 5. 7 に示す。

表 5. 7 TCP スループット（自動切り替え決定時）

	TCP throughput (Mbps)		
環境	良好	普通	劣悪
B方式	75.25	44.32	2.10
BN+AF方式	83.52	49.86	2.43
BN+AF+HS方式	92.83	52.92	2.43

赤字は、B方式よりも速度が速い

表5.5と表5.7に示している測定結果はいずれも、通信開始後150秒間の平均スループットである。表5.5と5.7を比較すると、PLC通信性能が良好な場合、自動切り替えを行うBN+AF方式、及びBN+AF+HS方式は、固定値を用いた場合よりも通信性能がわずかに向上している事が分かる。一方で、PLC通信環境が普通、及び劣悪な場合、BN+AF方式、BN+AF+HS方式は固定値を用いた値とほぼ同等な値を示しており、B方式よりも良好な通信性能を提供出来ている事が分かる。

以上の結果から、5節で提案したNPLCへのTCP-ACKのオフロード時刻の自動決定手法によって、PLC環境に応じて、通信性能が安定するまで待ち、良好な通信性能を提供できることを明らかにした。以降は、各環境別に通信の詳細について調査する。なお、ここまでの評価からBN方式の性能は劣化することは明白なので、比較するのはB方式、BN+AF方式、BN+AF+HS方式の3種類とする。

5.6.1 良好な環境での方式比較

通信品質が良好な環境における通信性能について、TCPスループット(図5.15)、CWND(図5.16)、RTT(図5.17)、BPLC1送信キューサイズ(図5.18)をそれぞれ表示する。5節の通信結果と比較すると、良好な環境では通信性能が早々に安定するため、通信開始後約3秒(2.9秒)程度と迅速にNPLCへの切替が完了している事がわかる。この場合、5節で説明した条件(5)により切り替えを決定している事を確認したため、提案する切替時間決定手法によって、安定かつ90%以上の通信性能を迅速に検知でき、切替を行っている事が分かる。

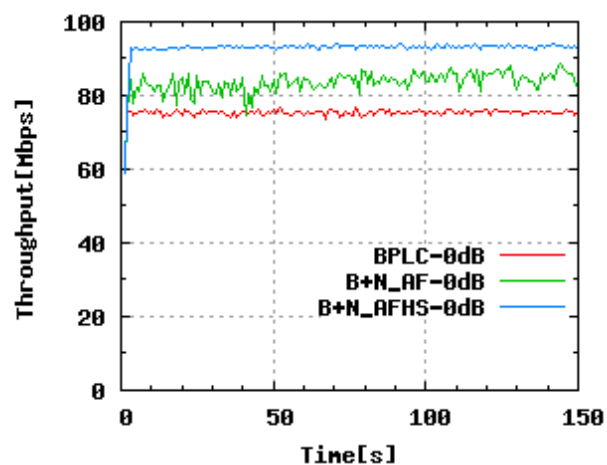


図 5. 1 5 良好な環境 TCPスループット (150 秒) (自動切替)

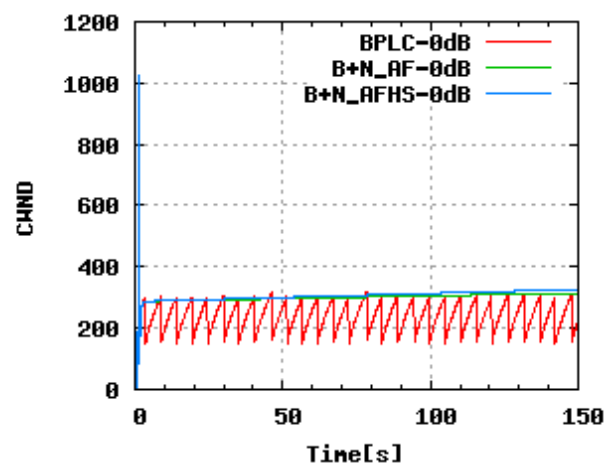


図 5. 1 6 良好な環境 CWND (150 秒) (自動切替)

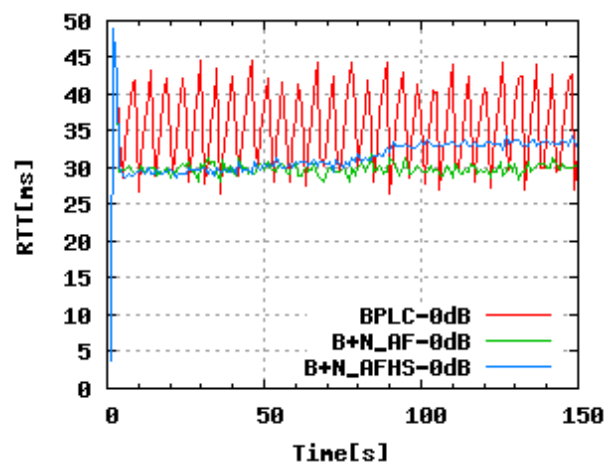


図 5. 1 7 良好な環境 RTT (150 秒) (自動切替)

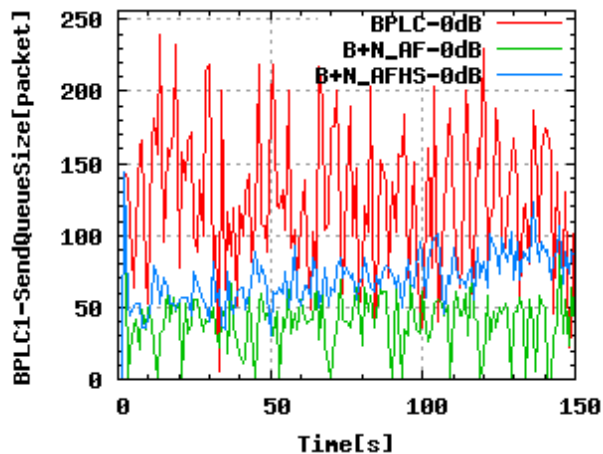


図 5. 1 8 良好な環境 B P L C 1 送信キュー長 (150 秒) (自動切替)

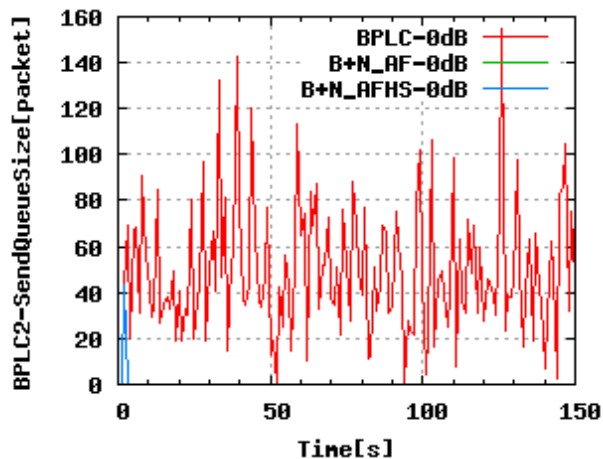


図 5. 1 9 良好な環境 B P L C 2 送信キュー長 (150 秒) (自動切替)

図 5. 1 5 と図 5. 9 を比較することで、提案手法による全二重通信によるスループット向上が通信開始直後から実現出来ている事が分かる。加えて、通信開始後の性能も安定している事が分かる。

その結果、図 5. 1 6 より BN, BN+AF, BN+AF+HS 方式の CWND の増加速度が図 5. 1 0 よりも速く立ち上がり、安定して増加していることが分かる。特に BN+AF+HS 手法ではハーフシンボルの効果から cwnd の増加がわずかばかり大きい事がわかり、それに伴って R T T 値、B P L C 1 の送信キュー長もわずかに増加している事がわかる。

5. 6. 2 普通な環境での方式比較

この普通な環境での、T C P スループット (図 5. 2 0)、C W N D (図 5. 2 1)、R T T (図 5. 2 2)、B P L C 1 送信キューサイズ (図 5. 2 3) をそれぞれ表示する。いずれも、150 秒までの表示で、赤線は B 方式、緑線は B N + A F 方式、青線は B N + A F +

HS方式を表す。

TCPスループットは、B方式 44Mbps、BN+AF方式 49.86Mbps、BN+AF+HS方式 52.94Mbps となっており、BN+AFとBN+AF+HS方式にほぼ差はない。この場合、NPLCへのTCP-ACKの返送開始が 2.7 秒と良好な環境よりも速く決定していることがわかる。決定の条件としては、条件（５）となっていることを確認した。

この普通の環境では、どの方式も安定したスループット特性をしめしている。また、B方式のCWNDは、規則的な周期性を示す（図５．２１）ため、RTT値も規則的に変化する（図５．２２）。このパケットロスの原因はBPLC1の送信キューのオーバーフローによるものである。これに対し、BN+AN方式および、BN+AF+HS方式をみると、CWNDが劣化することなくゆっくりと増加しており、TCPレベルでロスを検知することはない事がわかる。また、BPLC1のキュー長も比較的小さく抑えられている事が図５．２３から分かる。

以上の結果から、普通環境においても提案手法である BN+AF, BN+AF+HS 手法を用いることでB方式よりも良好な性能を提供出来る事を明らかにした。

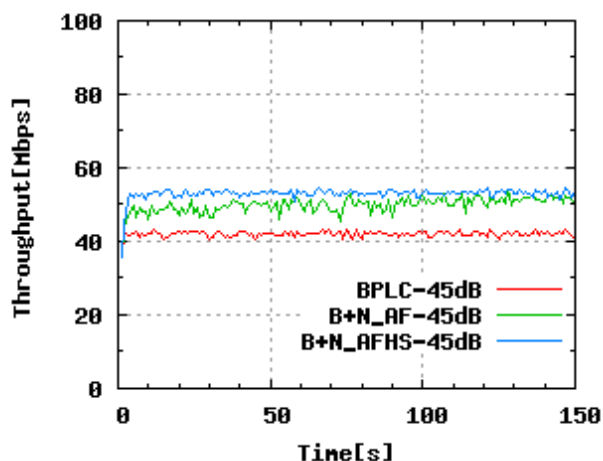


図５．２０ 普通な環境 TCPスループット (150 秒) (自動切替)

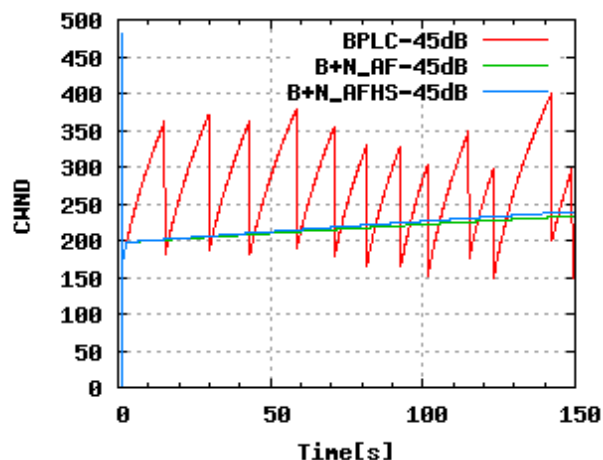


図５．２１ 普通な環境 CWND (150 秒) (自動切替)

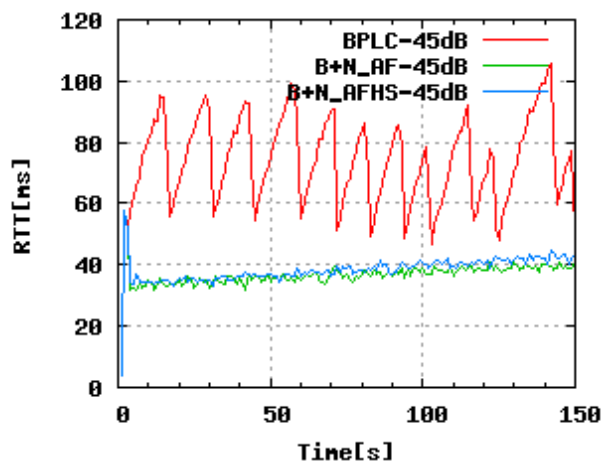


図 5. 2 2 普通な環境での R T T (150 秒) (自動切替)

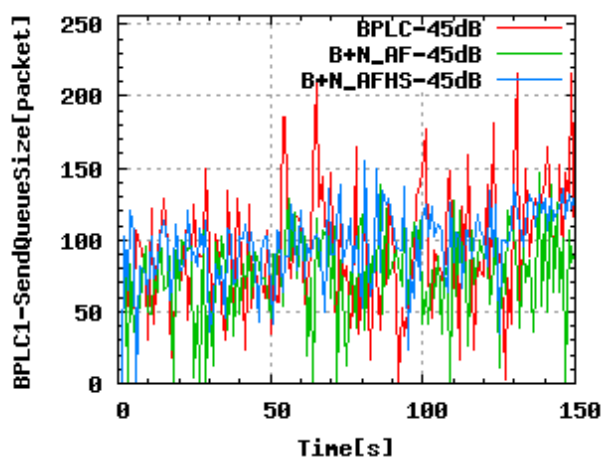


図 5. 2 3 普通な環境 B P L C 1 送信キュー長 (150 秒) (自動切替)

5. 6. 3 劣悪な環境での方式比較

表 5. 2 と表 5. 3 の中でタイプ 2 雑音でアッテネータ 45dB の場合を、劣悪な環境と呼ぶことにする。この劣悪な環境での、T C P スループット (図 5. 2 4)、C W N D (図 5. 2 5)、R T T (図 5. 2 6)、B P L C 1 送信キューサイズ (図 5. 2 7) をそれぞれ表示する。線の色等については、前節と同じである。

劣悪な環境は、タイプ 2 の雑音なので、B P L C の S N が劣化してスループットがかなり低下し、B 方式で 2Mbps、B N + A F / B N + A F + H S 方式で 2.4Mbps 程度しか出ない。これは、P L C 環境が劣悪なため、T C P - D A T A も T C P - A C K も送信に時間を要するため、C W N D の増加が遅いことが原因である。

この環境では自動切替が決定するまでに 24 秒かかっており、条件 (3) によって判断している事が分かった。一方で、B 方式は C W N D の増加速度が他の方式に比べて速いため、

他方式がNPLCへとオフロードした後のCWNDの増加が鈍化すると考えられる（図5. 25）。その結果、B方式のみ、BPLCの送信キュー長が増加してRTT値が大きくなっているが（図5. 26）、提案手法はCWND自体の増加が遅いため、BPLCの送信キューに待機するパケット数が少なくなっている（図5. 27）。これに加えて、NPLC上において伝送されるTCP-ACKパケットの送信量はACK Filteringによって少なくなるが、返送するTCP ACKのシーケンス番号が効率的に増えているため、劣悪な環境にも関わらず、スループットはわずかながらも改善出来ている。このことから、NPLCにおけるTCP-ACK伝送遅延の削減の効果が出ていると考えられる。一方で、HSによって通信性能が向上できなくなっている事がわかる。これはTCP ACK伝送時間の削減による効果（12.4m秒から4m秒への減少）が、PLC上での再送時間の増大に伴うRTT増加（500m秒以上）によって減少してしまうことが原因だと考えられる。

以上の結果から、PLC上の再送が頻発するような劣悪な環境においても、NPLC上でのTCP-ACK返送に際し、ACKシーケンス番号を効率的に増加させることで、転送量が少なくても、通信性能を向上出来る事が明らかとなった。なお、HSによる送信向上の手法については今後の検討課題とする。

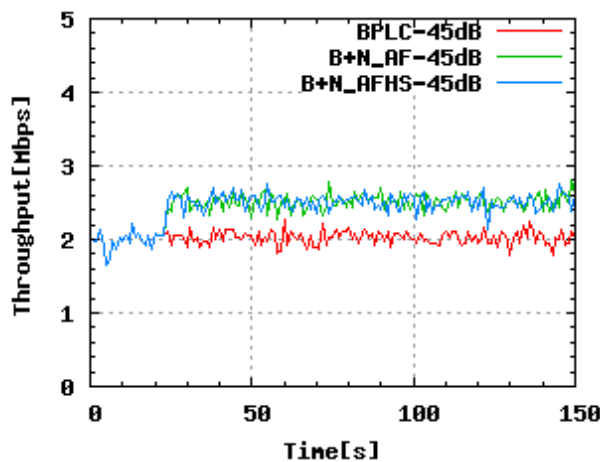


図5. 24 劣悪な環境 TCPスループット（150秒）（自動切替）

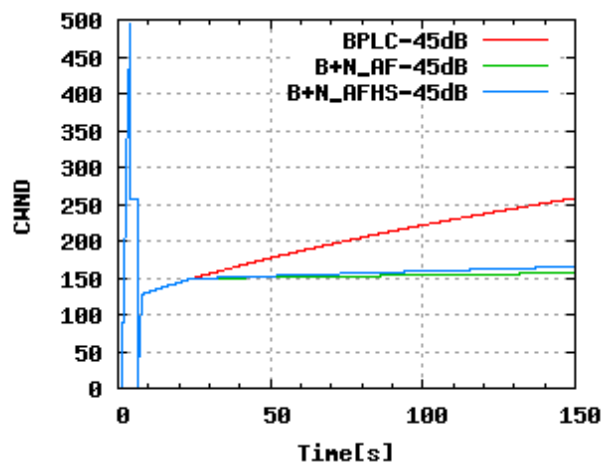


図 5. 2 5 劣悪な環境 CWND (150 秒) (自動切替)

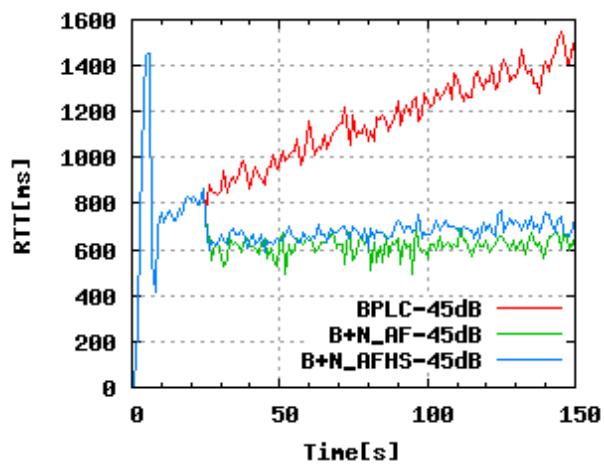


図 5. 2 6 劣悪な環境 R T T (150 秒) (自動切替)

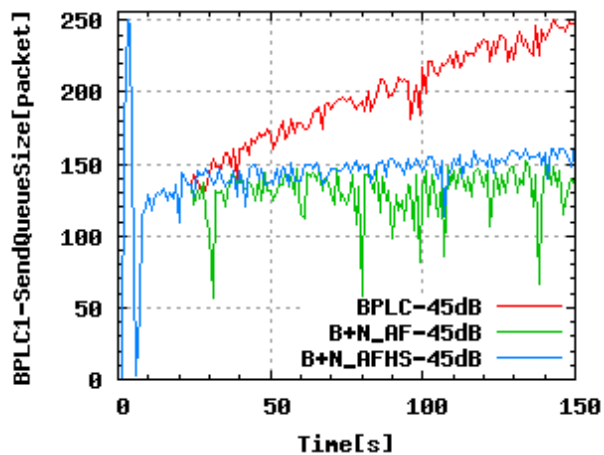


図 5. 2 7 劣悪な環境 B P L C 1 送信キュー長 (150 秒) (自動切替)

5. 7. 第5章のまとめ

本研究では、BPLCとNPLCを全2重モデムとしてTCP over PLCに適用することを提案した。その方法とは、TCP-ACKの送信先を適切なタイミングでBPLCからNPLCにオフロードし、更にNPLCでのTCP-ACKパケットの伝送時間を短縮するためにNPLCモデムにおいてACKフィルタリングを行う方法である。これにより、NPLCのPDUレートが極端に低い状況にも関わらず、cwndとBPLCの送信キューを安定させることに成功し、結果としてTCPスループットは明らかに向上できることを明らかにした。

また同時に、BPLCとNPLCによる全二重通信によるTCPスループットの更なる向上を目的に、NPLCにおけるPDU時間長を1/4まで短縮可能なハーフシンボルNPLCを仮定して、このNPLCを用いた際の提案手法の通信性能について、シミュレーションによる評価を行った。この効果は、ノイズや信号減衰によるエラーがほとんど発生しないような良好な環境に対しては、TCPスループットの向上はみられた。しかし他の条件では、その効果は明白では無いため、今後は環境に依存しないスループット向上の手法について研究を行う予定である。

また、第3章でのエラー要因で説明したように、BPLCとNPLCは環境により、異なるパターンのパケットエラーレートを示すものの、本研究ではBPLCとNPLCに対して同一のエラーレートを設定していた。そこで、今後は、NPLCの正確なエラーレートを環境ごとに測定したうえで、その値を用いた現実に即したシミュレーションを行う必要がある。

また、異質なネットワークを統合したデータ通信システムでの評価にも、注目する必要がある。今後追求すべきテーマである。BPLCとNPLCとを、統合する試みはこの論文が最初であるが、すでに、BPLCとWi-Fiの統合という研究は、IEEEでは開始されている[37][38][41]。次のステップとしては、BPLC、NPLC及びWi-Fiを統合した際の制御機構の考案、及び通信性能のシミュレーション評価が想定される。

最後に、本章で提案した非対称全2重モデムの製品としての実現可能性について記載する。実際の製品を実現するにあたり、BPLCのTCP-ACKをオフロードする先が、NPLCが良いのか、BPLCの帯域を分割し、BPLCそのものを非対称全2重にするという2つのアイデアが可能である。しかし、後者の選択はあり得ない。BPLCの帯域を分割すると、帯域を分割する場合、逆方向の信号を遮断するサブリットフィルターが必要となり、この領域の確保により、帯域幅の20%程度は使用不可となる。これでは、BPLCの持つPHYレートが20%近く失われ、本来の目的に合わない。その点NPLCにオフロードしても、本論文で述べたように、ACKフィルタリングを行えば十分速度がアップするので、NPLCとBPLCの合体が望ましい。

帯域を異にする2つのモデムを合体する試みはすでに始まっている[40]。図5.28は、EV充電器で使用するモデムの例であり、この場合自動車と充電器間はV2G標準のBP

LCが使用され、充電器とスマートグリッド配電網間はG3 PLCであるNPLCが使用されている。この例では、図5. 29に示すDual-PHY-PLCのチップが提案されている。この場合は2つのPLC-PHYを直列方向に使用した、ゲートウェイ向けのデザインであるが、内部のソフトの切り替えで、並列に動作する非対称全2重モデムに変えることは可能である。これらのLSI構成提案は、近く実現していくと予想され、本論文のテーマが装置として実現できると判断している。

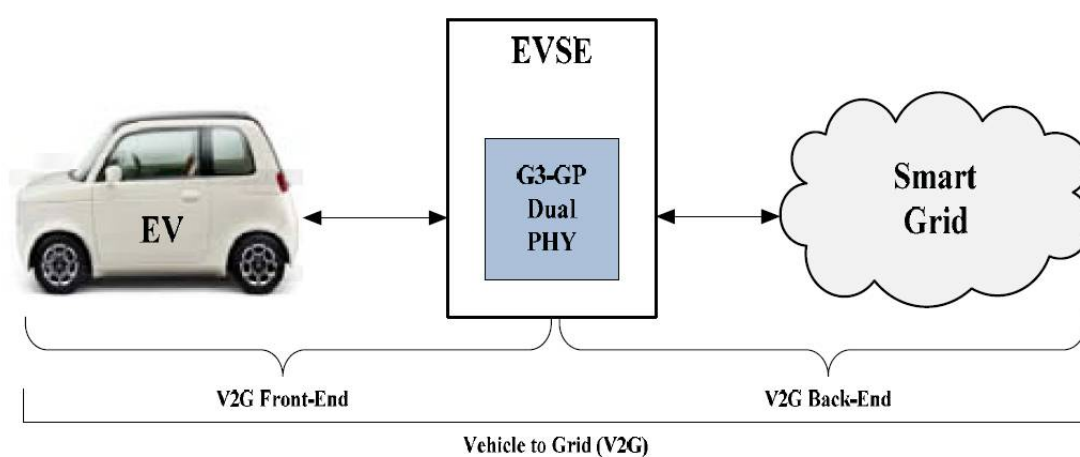


図5. 28 EV—充電器—スマートグリッドでの Dual-PHY-PLC

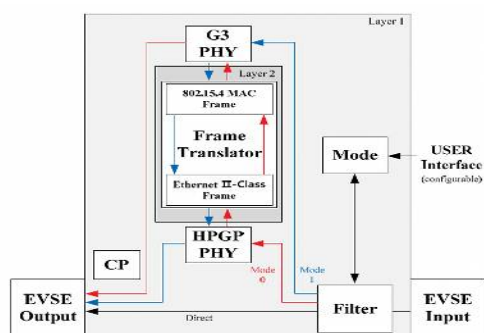


図5. 29 Dual-PHY-PLCの内部構成

第6章 PLC応用の今後の課題

本論文では、ホームネットワークでPLCを応用した場合の課題とその解決方法を研究してきた。2011年には、BPLCとNPLCの双方で国際標準が完成し、応用分野も広がりを見せている。しかしPLCは、電力線配線やその上の通信端末およびノイズ源の位置・種類などに強く影響され、同じ宅内でも場所や時間によって伝送路性能が大きく変わるため、建屋内の隅々まで安定したUDP通信やTCP通信をPLC上で実現することは容易ではない。そこで、ホームネットワークにおけるPLC上のTCP通信やUDP通信の高速化・安定化を目指し、以下の3点に関して貢献を行った。

まず、宅内配線から基本となる伝送性能、すなわちUDPスループット、を簡易に予測する手法を開発し、またそれを用いて得られる結果に基づき、中継ノードによるマルチホップ転送の有用性を主張した。

次に、TCPスループットの詳細分析のためのシミュレータおよび複数フロー競合時の安定性向上手法の開発を行った。TCPは複雑な輻輳制御（フィードバック）による送信レート制御を行なうため、そのスループット予測やまた問題がある場合の原因分析は容易ではない。そこで、パケットレベルのシミュレーションによってTCP性能を分析するために、詳細な環境（減衰やノイズ源）毎のパケット誤りの実測データを反映できるPLCシミュレータを開発し、それを用いて、複数TCPフローが競合する時の不安定性や、TCPとVoIPが競合する時の遅延増大の問題を分析した。そして、それらの問題を解決するために、送信側PLCモデムでのクロスレイヤー制御を用いた送信側TCPの送信レートの安定化（CWNDの安定化）手法を開発し、その効果をシミュレーションで確認した。

最後に、TCP単体スループットの向上のための非対称全2重手法の開発を行った。BPLCとNPLCの同時利用可能環境においては、単体TCPスループットを最大限まで向上させることが原理的には可能である。そこで、それを実現するための、非対称全2重通信における、受信側PLCモデムでのクロスレイヤー制御を用いた、TCP-ACKのNPLCへのオフロード手法を開発し、その効果をシミュレーションで確認した。さらにNPLCにおけるハーフシンボル方式を提案し、その導入によりTCP-ACKの返送が効率化され、さらにTCPスループットが向上できる可能性を示した。

TCPの高速化を、本論文ではテーマとしたが、TCPレイヤーでは、高速化と均一性の両立は難しく、複数のTCP送信者がCWNDを無理に増大させるのは控えたほうが良いというのが、第4章の結論であった。フローの高速性と均一性を同時に実現するには、全フローを把握できるデバイスがクロスレイヤー制御する方式を導入したが、そもそもTCPを改良する等の他のアプローチも検討の余地はある。

直近で急がれる課題は、BPLCのマルチホップ機能であり、それを搭載したモデムが

いまだ存在していない。NPLCはマルチホップ機能が必須でありすでに実用段階だが、その展開でまだ課題を残している。ルーティングテーブルの作成に時間を要しているし、隠れ端末の問題や、雑音や減衰による通信の不安定さを克服できていない。BPLCのマルチホップ／マルチキャスト機能が実現すれば、放送と通信の融合に向けての一助となるであろう。

次に、PLC単独の課題ではないが、IEEE-P1905委員会[39]は、物理層モデムの可搬性という課題を追求している。つまり各種の物理層メディアが、任意のタイミングで切り替わることを目指していて、具体的には、無線LANとBPLCを並列に動作させ、双方のチャンネルが持っているピーク性能を引き出す仕組みが可能なかを追求している。本論文で扱った、非対称全2重PLCモデムも、同じターゲットを睨んだ研究であり、他の物理層メディアも含めた全2重通信ができる可能性は高い。

PLCの変復調の進化については、100kHz から 28MHz までの帯域で、可能な範疇はやり尽くした感がある。OFDM変調自体は、シャノンの通信容量の定理の上限に一番近い変調方式で白色雑音のSN性能については、すでに限界だ。とは言っても、キャリア周波数を 30MHz 以上に上げると、もはや有線通信と呼べる範疇では無くなる。というのは、シールドされていない電力線は、表皮効果で、エネルギーのほとんどが、電線の外にはみ出してしまい、無線通信と何ら変わらなくなる。電線間のクロストークの方が電力は大きい。現に、BPLCは、短波放送局の近くでは、電力線に誘導される信号により、その帯域は使えない状態となる。いずれにしても、今後とも多量に出荷される電気製品が出す、50Hz に同期する非線形な雑音やインピーダンス変化には、通常の変復調方式では対処が難しい。逆に望ましいのは、50Hz 以下の帯域を使う方法かも知れない。50Hz がすでに帯域外であるような、超低周波通信に可能性がある。現に月に一回の自動メーターリード (ATM) では、月に 50 バイト程度の通信で応用はなりたつ。現実には、インターネットのようにますます高速化する通信需要を満たすものではないが、周波数という有限資源の活用という観点では、重要な分野になるであろう。またPLCの活用という意味では、宅内の直流配電の普及は待ち遠しい。直流配電はまだこれからの設置になるので、あらかじめ機器の端子から出力される雑音レベルを規制する必要があるかもしれない。そのためにも、現状のPLCの問題点を明確にしておくのは、有意義なことである。

TCP/IPは、インターネットに限らず、すべての通信の基本インフラとして動作している。今後通信デバイスの開発にあたっては、TCPスループットを意識したデバイス開発が必須となる。そのための研究課題はまだ多く残されている。

謝辞

本研究の遂行にあたり、多方面の方々から多大なご協力をいただきました。ここに、深く感謝もうしあげます。

本論文の執筆に当たり、また4年間の長きにわたった研究期間の間、細部にわたるご指導いただきました九州工業大学情報工学研究院電子情報工学研究系の鶴正人教授には、あらためて感謝の意を表します。また、博士課程後期入学時よりお世話いただくと共にご指導たまわりました同電子情報工学研究系の尾家祐二教授、また研究を全面的にサポートいただいた同電子情報工学研究系塚本和也准教授、にも深く感謝申し上げます。さらに、九州工業大学情報工学研究院機械情報工学研究系田中和博教授、情報創成工学系砥崎賢一教授、福岡大学大学院工学研究科大橋正良教授には、本論文執筆にあたり、ご助言ご示唆いただき心より感謝いたします。また、共に研究をさせていただき各テーマの議論をさせていただいた、尾家研究室の三好祐輔様（現九州電力）、柴田美紅様には、深く感謝すると共に、本研究の成果を共有したいと思います。

また、本研究当初より、研究設備の提供、実験データの採取など、多大なご援助をいただきました、パナソニックシステムネットワーク社の宮崎富弥様、野間伸彦様（現 Egretcom 株式会社）、さらには埼玉エンジニアリング株式会社の水戸克己社長に、ここで深く感謝申し上げます。

参考文献

- [1] M. Mizutani, et al., Network-supported TCP rate control for high-speed power line communications environments, *Simulation Modelling Practice and Theory* 19(1):69-83, 2011.
- [2] M. Mizutani, M. Shibata, K. Tsukamoto, M. Tsuru, and Y. Oie, "A Broad/Narrow PLC dual channel system improving TCP throughput," *Proc. of 4th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives (PowerEng2013)*, pp. 1694-1699, ISSN 2155-5516, May 2013.
- [3] IEEE 1901-2010, IEEE standard for broadband over power line networks: Medium access control and physical layer specifications. ,December 2010
- [4] ITU-T Recommendation G.9972, "Coexistence mechanism for wireline home networking transceivers", June 2010
- [5]三菱電機株式会社、“高速P L Cの概要と当社の取り組み” 電波航法研究会 平成18年度第3回研究会、2006年11月
- [6] G. Jee, R. D. Rao, and Y. Cern, "Demonstration of the technical viability of PLC systems on medium and low-voltage lines in the United States," *IEEE Commu. Mag.*, Vol. 41, No. 5, May 2003, pp. 108-112.
- [7] PLC Forum Association. Available at <http://www.plcforum.com>.
- [8] H. Koga, N. Kodama, and T. Konishi, "High-speed power line communication system based on wavelet OFDM," in *Proceedings of the 7th International Symposium on Power-Line Communications and Its Applications*, pp. 226-231, Kyoto, Japan, May 2003. Available at <http://www.plcforum.com>.
- [9] Stefano Galli, "Recent developments in the standardization of Power Line Communications within the IEEE.", *IEEE Communication Magazine*, Vol., 46 No.7, pp. 64-71, 2008.
- [10] ITU-T Recommendation G.9903, "Narrowband orthogonal frequency division multiplexing power line communication transceivers for G3-PLC networks", October 2012

- [11] T.C. Banwell and S. Galli, "ON THE SYMMETRY OF THE POWER LINE CHANNEL," Proc. Int. Symp. Power-Lines Commun., pp. 325-330, 2001.
- [12] D. Umehara, S. Hirata, S. Denno, and Y. Morihira, "Modeling of Impulse Noise for Indoor Broadband Power Line Communications," Proc. of International Symposium on Information Theory and its Applications (ISITA) 2006, Oct., 2006.
- [13] K. Takato, H. Kijima, and H. Iwao, "Transmission degradation in the frequency band of Power Line Communication caused by Resonant circuit consisting of surge protective devices," In Proc. of 12th WSEAS International Conference on COMMUNICATIONS, pp. 300-305, July 2008.
- [14] D. Umehara, T. Hayasaki, S. Denno, and M. Morikura, "Influences of Periodically Switching Channels Synchronized with Power Frequency on PLC Equipment," Journal of Communications, Vol. 4, No.2, pp. 108-118, Mar. 2009.
- [15] J. Chen, "Fluctuation Request: A Fast Retransmission Scheme in Power Line Communication Network," Journal of Communications, Vol 4, No 1, pp. 34-40, Feb 2009.
- [16] C. K. Lin, S. C. Yeh, and H. H. Chen, "Bandwidth Estimation of in-Home Power Line Networks," In Proc. of IEEE ISPLC 2007, pp. 413-418, March 2007.
- [17] M. E. M. Campista, L. H. M. K. Costa, and O. C. M. B. Duarte, "Improving the Data Transmission Throughput over the Home Electrical Wiring," Proceedings of the The IEEE Conference on Local Computer Networks, pp. 318-327, 2005.
- [18] S. G. Yoon and S. Bahk, "Rate Adaptation Scheme in Power Line Communication," Power Line Communications and Its Applications (ISPLC 2008), pp.111-116, 2008
- [19] Y. J. Lin and H. Latchman, "On the Effects of Maximum Transmission Unit in Power Line Communications Networks," Power Line Communications and Its Applications, 2007. ISPLC '07., 26-28 March 2007, Page(s): 511 – 516.
- [20] Y. J. Lin, H. A. Latchman, and R. E. Newman, "A Comparative Performance Study of Wireless and Power Line Networks," IEEE Communications magazine, Vol. 41, No. 4, pp. 54 - 63, 2003.

- [21] The Network Simulator 2 ns-2, <http://www.isi.edu/nsnam/ns/>
- [22] A. Mori, Y. Watanabe, and M. Tokuda, "The Power Line Transmission Characteristics for an OFDM Signal," Progress In Electromagnetics Research, PIER 61, pp. 279–290, 2006 .
- [23] M. K. Lee^{1,n,y}, R. E. Newman², H. A. Latchman¹, S. Katar³, and L. Yonge, "HomePlug 1.0 powerline communication LANs-protocol description and performance results," International Journal of Communication Systems, Vol. 6, No. 5, pp. 447-473, 2003.
- [24] S. Floyd and T. Henderson, "The NewReno modification to TCP's fast recovery algorithm," RFC2582, Apr. 1999.
- [25] Iperf. Available at <http://iperf.sourceforge.net/>.
- [26] The Web100 project. Available at <http://www.web100.org/>.
- [27] ITU-T Recommendation Y.1541, "Network Performance Objectives for IP-Based Services", February 2006.
- [28] S. Karandikar, S. Kalyanaraman, P. Bagal, and B. Paker, "TCP rate control," ACM SIGCOMM CCR, Vol. 30, Issue 1, pp. 45-58, Jan. 2000.
- [29] H. Koga, K. Iida, and Y. Oie, "Receiver-based Flow Control Mechanism with Interlayer Collaboration for Real-Time Communication Quality in W-CDMA Networks, " In Proc. of IFIP PWC2004, Lecture Notes in Computer Science, vol.3260, pp.286-300, Sep. 2004.
- [30] M. Mizutani, Y. Miyoshi, K. Tsukamoto, M. Tsuru, and Y. Oie, "Network-supported TCP Rate Control for High-speed Power Line Communications," In Proc. of The Second International Workshop on Information Network Design (WIND'09), Open University of Catalonia, Barcelona, Spain, Nov., 2009.
- [31] S. Jaiswal, G. Iannaccone, C. Diot, J. Kurose, and D. Towsley, "Inferring TCP Connection Characteristics Through Passive Measurements," In Proc. of IEEE infocom 2004, pp. 1582-1592, 2004.
- [32] H. Jiang and C. Dovrolis, "Passive Estimation of TCP round-trip times," ACM Computer Communications Review, Vol. 32, pp. 75-88, 2002.

- [33] K. Jacobson, H. Hjalmarsson, N. Moller, and K. H. Johansson, "Estimation of RTT and Bandwidth for Congestion Control Applications in Communication Networks," In Proc. of IEEE Conference on Decision and Control (CDC) 2004.
- [34] B. Veal, K. Li, and D. Lowenthal, "New Methods for Passive Estimation of TCP Round-Trip Times," In Proc. of the Passive and Active Measurement (PAM) Workshop, pp. 121-134, 2005.
- [35] Y. Pei, H. Wang, and S. Cheng, "A Passive Method to Estimate TCP Round Trip Time From Nonsender-Side. Computer Science and Information Technology," In Proc. of 2nd IEEE International Conference on Computer Science and Information Technology, pp. 43-47, 2009.
- [36] H. Balakrishnan, et al., TCP Performance Implications of Network Path Asymmetry, IETF RFC 3449, Dec. 2002.
- [37] A. Nagata, et al. Data transfer exploiting multiple heterogeneous challenged networks,' Int. J. Space-Based and Situated Computing 2(2):112-122, 2012.
- [38] W. Bao-tai et al., Method of TCP performance enhancement in Asymmetric wireless networks, Proc. ICFN, pp. 273-275, 2010.
- [39] IEEE P1905.1, IEEE Draft Standard for a Convergent Digital Home Network for Heterogeneous Technologies, 2012.
- [40] Juho Lee et al., Coexisting V2G PLC between G3 and HomePlug GP using Dual PHY, IEEE ICTC 2012, pp.620-621, 2012
- [41] Adriano Muniz et al., Cooperative Transmission Scheme Between PLC and WLAN to Improve TCP Performance, 2013 IEEE Pacific Rim Conference on Communications, Computers and Signal Processing August 27-29, 2013, Victoria, BC, Canada
- [42] 高遠健司、「ホームネットワーク対応高速P L C技術」、FIJITSU ACCESS REVIEW VOL.16 No.1 pp.31-38